anno XLIV - numero 7 - luglio 1972 - L. 500 - abbonamento postale - gruppo III/70

l'antenna TV

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

7

Sede della Società

ING. S. & DR. GUIDO
BELOTTI
PIAZZA TRENTO, 8
20135 MILANO

Posta : 20135 - MILANO
Telefoni : 54.20.51 (5 linee)
(Prefisso 02) 54.33.51 (5 linee)
Telex : 32481 BELOTTI
Telegrammi: INGBELOTTI - MILANO

C.P.
GENOVA - CORSO ITALIA 40 - TEL. (010) 31.62.44 - 16146
ROMA - VIA LAZIO 6 - TEL. (06) 46.00.53/4 - 00187
NAPOLI - VIA CERVANTES 55 - TEL. (081) 32.32.79 - 80133

STRUMENTI PER MISURE ELETTRICHE

Fig. 2 - Tester portatile

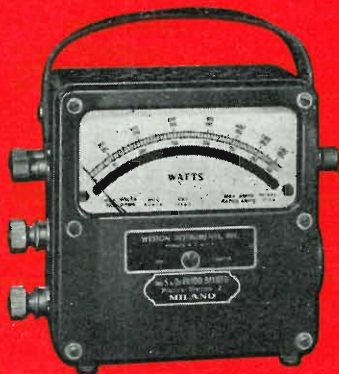



Fig. 3 - Wattmetro portatile

Fig. 4 - Contatore campione portatile

Fig. 5 - Galvanometro

Fig. 6 - Oscilloscopio

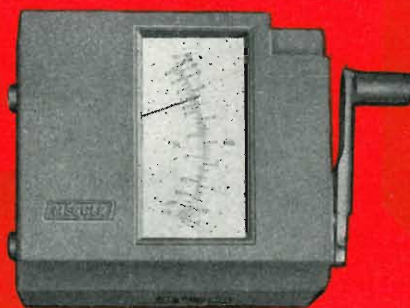



Fig. 7 - Misuratore di isolamento tascabile

Fig. 8 - Ponte per misure d'ammettenza VHF

Fig. 9 - Misuratore di terre ad azzeramento

Fig. 10 - Ponte universale per misure di resistenze capacità, induttanze R.F.

Fig. 11 - Milliamperometro registratore

Accumulatori ermetici al Ni-Cd
VARTA
VARTA
Nickel-Cadmium Akkumulator DEAC D 6
gasdicht
DEAC
RADIO PORTATILI
PROTESI AUDITIVA
ILLUMINAZIONE
APPARECCHIATURE SCIENTIFICHE
NESSUNA MANUTENZIONE
PERFETTA ERMETICITÀ
POSSIBILITÀ DI MONTAGGIO
IN QUALSIASI POSIZIONE
S. p. A.
Trafilerie e laminatoi di metalli
20123 MILANO
VIA A. DE TOGNI 2 - TEL. 876946 - 898442
Rappresentante generale
Ing. GEROLAMO MILO
20129 MILANO
Via Stoppani 31 - Tel. 278980

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

N. 7 - Luglio 1972 - anno XLIV

SOMMARIO

PROPRIETA' — Editrice il Rostro S.A.S.

DIRETTORE RESPONSABILE — Alfonso Giovene

DIRETTORE TECNICO — Antonio Nicolich

CONSULENTE TECNICO — Alessandro Banfi

Associata all'USPI (Unione Stampa Periodica Italiana)

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE - UFFICI PUBBLICITA' — Via Monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227

Prezzo di un fascicolo L. 500, abbonamento annuo per l'Italia L. 5000, estero L. 10000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 100 anche in francobolli.

Autorizz. Tribunale di Milano 9/9/1948 n. 464 del Registro - Stampa T.E.T. - Milano - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Diffusione DIPRESS - V. Bacchiglione 30 - Milano

Musica elettronica

L'elettronica, per il suo carattere tecnico scientifico, sembrava esclusa dalle manifestazioni musicali artistiche; è invece avvenuto che, proprio nel campo musicale, l'elettronica trovasse un vasto campo di applicazione. Conquistato rapidamente l'ambito della riproduzione di suoni creati dagli strumenti classici e dalla voce oltre a riprodurre i suoni, l'elettronica è ormai in grado di originarli, sia imitando perfettamente quelli naturali, sia creandone di nuovi con sorprendenti effetti speciali. Nel libro MUSICA ELETTRONICA si descrivono le chitarre elettriche con gli effetti di vibrato, di riverberazione, gli amplificatori dai cento usi, gli organi elettronici in tutti i loro minuti particolari.

Volume di pagg. 140 con figure e schemi applicativi - L. 3.000

Il titolo del volumetto pubblicato dalla Editrice « il Rostro » è tutta una promessa di avanzata modernità mobilitata a combattere le spie. Questa nuova opera fa seguito allo « Spionaggio elettronico » già edito da « il Rostro » ed insegna i modi di neutralizzare i mezzi d'informazione clandestina.
La lettura del « Controspionaggio » vi metterà in grado di «scoprire» linee elettriche incassate nei muri eseguendo una « radiografia » con un apparecchino semplicissimo, che interroga un fabbricato sospetto ottenendo sempre la risposta desiderata.
Trappole elettromagnetiche, sbarramenti a radiazioni invisibili, porte apribili per magia e simili stregonerie moderne vi renderanno superpoliziotti imbattibili, dai mezzi rigorosamente scientifici ben superiori a quelli confusamente accennati nei romanzi gialli.

Volume di circa 100 pagg. Figure e schemi applicativi - L. 3.000

Spionaggio elettronico

L'elettronica ha reso accessibile anche ai privati e ai dilettanti in vena di fare la « spia » la costruzione e quindi l'uso dei dispositivi necessari a seguire una conversazione, a proteggersi da eventuali controlli e registrare tutto ciò che viene detto in un ambiente; in una parola, a « mettere il naso » nelle faccende altrui. Nel libro SPIONAGGIO ELETTRONICO vengono passati in rassegna tutti i possibili strumenti della perfetta spia e se ne descrivono, il funzionamento e la costruzione pratica.

Volume di pag. 123 con figure e schemi applicativi - L. 3.000

EDITRICE IL ROSTRO 20155 MILANO - Via Monte Generoso 6a - Telefoni 321542 - 322793

EDITORIALE

Cicloni e tornadi, tifoni e contratti

A. Nicolich

Con la precisione infallibile dell'astronomia, le effemeridi sindacali profetizzano violentissimi colossali cicloni ad alta temperatura post ferie agostane. Cupi nembi già offuscano l'orizzonte in un cielo tinto in carminio: il tornado gigante di nome « contratti » si avvicina con la strapotenza dell'onda sismica.

L'industria italiana, spettralmente pallida, va angosciosamente chiedendosi « che sarà di me? Che sarà dei lavoratori al piè del mio patibolo? ». E' ben noto ai tecnici che tutte le norme, i cosiddetti standard, di fabbricazione, di collaudo, di accettazione, sono per legge statutaria soggette a revisione periodica, per migliorarle, mediante emendamenti, varianti, aggiunte, soppressioni ecc., e renderle più utili e più confacenti agli scopi pei quali furono compilate. I contratti sindacali sono norme di vita per le masse popolari ed è quindi legittimo e auspicabile che siano periodicamente perfezionati, evidentemente a vantaggio dei loro protetti, così come è sacrosanto diritto di ognuno di estollersi dalle preoccupazioni di sopravvivenza, che tarpano le ali alla sua genialità, come è giusto riconoscere al singolo una aspirazione di elevazione spirituale e materiale.

Perché non deve potersi conseguire un benefico risultato sedendo al tavolo, avanzando le richieste, considerando le controproposte, cedendo un quid da ambo le parti e concludere con una stretta di mano, premessa indispensabile per la proficua ripresa di lavoro fecondo?

Non crediamo nell'apporto edificante della mobilitazione di draghi eruttanti fuso, fossilizzante magma incandescente dalle infuocate nari, di idre pluricefale figlie d'averno, del verbo nichilitore di Mefisto agognante la distruzione universale del creato.

Cerchiamo la via della ragione, piuttosto che sospingere il rullo compressore sulla già piagata industria elettronica! Ricordiamo che l'aumento delle paghe ha l'unico immediato risultato di incrementare in misura assai maggiore il costo della vita.

Battiamoci per una sana politica di stabilizzazione dei prezzi, o meglio per la loro riduzione insistendo presso i colendissimi governanti, anche se ciò rechi irritazione e prurito all'orifizio aborale di qualche pezzo grosso.

Frugando nelle recondite pieghe dell'anima, percorriamo il fiorito sentiero della meno pregevole delle frattaglie cara allo stagirita ed al faretrato deuscolo, per far sì che

il rombo dell'uragano e la fiera voce della calamità incombente si tramutino in un inno all'ultima dea. La falce cessi di essere il truce simbolo di ghigliottina e rieda a imago di mietitura, il martello cessi li profilo di catastrofica devastazione per tornare fulgido emblema di potenza laboratrice e il sole splenda sulle assopite sofferenze umane.

Il tubo Trinitron per TV a colori

Confronto con il tubo a maschera forata e tre cannoni

Senry Miyaoka - a cura di G. Frateschi

La Sony Corporation realizzò un nuovo tubo per immagini a colori chiamato Trinitron, nell'aprile del 1968 e vendette il primo complesso per televisione a colori da 13 pollici utilizzante questo tubo alla fine dell'anno. Le eccellenti qualità della sua immagine a colori, in luminosità, risoluzione e contrasto, divennero il centro dell'attenzione mondiale, e già più di un milione e mezzo di televisori incorporanti questo tubo erano stati costruiti e venduti in due anni e mezzo in Giappone, U.S.A., Canada, Regno Unito e Francia. In questo articolo, il principio fondamentale dell'ottica elettronica, la struttura meccanica ed altre caratteristiche del Trinitron vengono descritte paragonandole con il tubo a maschera forata e tre cannoni che è stato sviluppato dalla RCA ed è attualmente ampiamente usato come dispositivo di visualizzazione convenzionale per ricevitori a colori.

Cannone elettronico e ottica elettronica

Nel tubo per immagini a colori il cannone elettronico è necessario per la formazione dello spot del fascio elettronico e consiste in catodi, che emettono tre fasci elettronici, corrispondenti ai colori fondamentali rosso, verde e blu, e lenti elettroniche che focalizzano questi tre fasci sul fosforo dello schermo; si aggiungono dispositivi di convergenza per convergere i raggi focalizzati sui punti richiesti dello schermo.

Come il suo stesso nome indica, il sistema a tre cannoni consiste in tre cannoni indipendenti, che hanno rispettivamente le funzioni di cui sopra. Il suo sistema elettronottico e rappresentato in Fig. 1*a*.

Nel tubo Trinitron, tutte queste funzioni sono assolte da un singolo cannone, che può emettere tre fasci contemporaneamente. Sforzi sono stati fatti in passato da altri fabbricanti per ottenere queste funzioni da un singolo cannone, ma non si è saputo di alcun tentativo che avesse successo nel fare in modo che il sistema a cannone singolo, e a tre fasci desse una migliore risoluzione, a motivo della difficoltà incontrata nella focalizzazione dei fasci elettronici, che passano attraverso la zona marginale della lente elettronica.

Nel sistema elettronottico del Trinitron, tutti e tre i fasci passano attraverso la zona centrale della lente elettronica principale. In altre parole essi occupano tutti la stessa posizione nella lente.

Il principio basilare del sistema otticoelettronico è rappresentato nella Fig. 1*b*. In questo sistema, tre fasci elettronici sono emessi da tre catodi in direzione tale che essi si incrociano uno con l'altro al centro della lente elettronica principale. I fasci uscenti, divergendo dal punto d'incontro, vengono deflessi lateralmenmente da un paio di « prismi » ottici elettronici (deflettori), cosicchè i tre fasci convergono alla fine sullo schermo fosforico.

Se viene usata una lente elettronica per questo processo di convergenza, i fasci uscenti non vengono solo distorti da aberrazioni risultanti da astigmatismo, ma anche non possono essere focalizzati sullo schermo fosforico, perchè essi passano attraverso la zona marginale di questa lente, la quale fa l'immagine dell'inviluppo del fascio di sezione trasversale piuttosto grande al punto d'incrocio dove esso cade sullo schermo fluorescente. Ciononostante, i tre fasci elettronici nel tubo Trinitron del sistema elettronottico sono nitidamente focalizzati, poichè il centro della lente elettronica principale a grande apertura serve a focalizzare in comune i tre fasci elettronici.

Il sistema ottico elettronico rappresentato nella Fig. 1*b* viene utilizzato nei tubi Trinitron da 16 e 18 pollici per dare una grande distanza del fascio al piano di convergenza con un cannone di lunghezza ridotta. Comunque, in un tubo per immagini a colori di piccole dimensioni nel quale la distanza del fascio è relativamente piccola, il sistema ottico elettronico può essere modificato, come mostra la Fig. 1*c* allo scopo di semplificare la sistemazione del catodo nella struttura del cannone. In questo sistema, che viene utilizzato per i Trinitron da 10 e 13 pollici, le superfici dei tre catodi sono

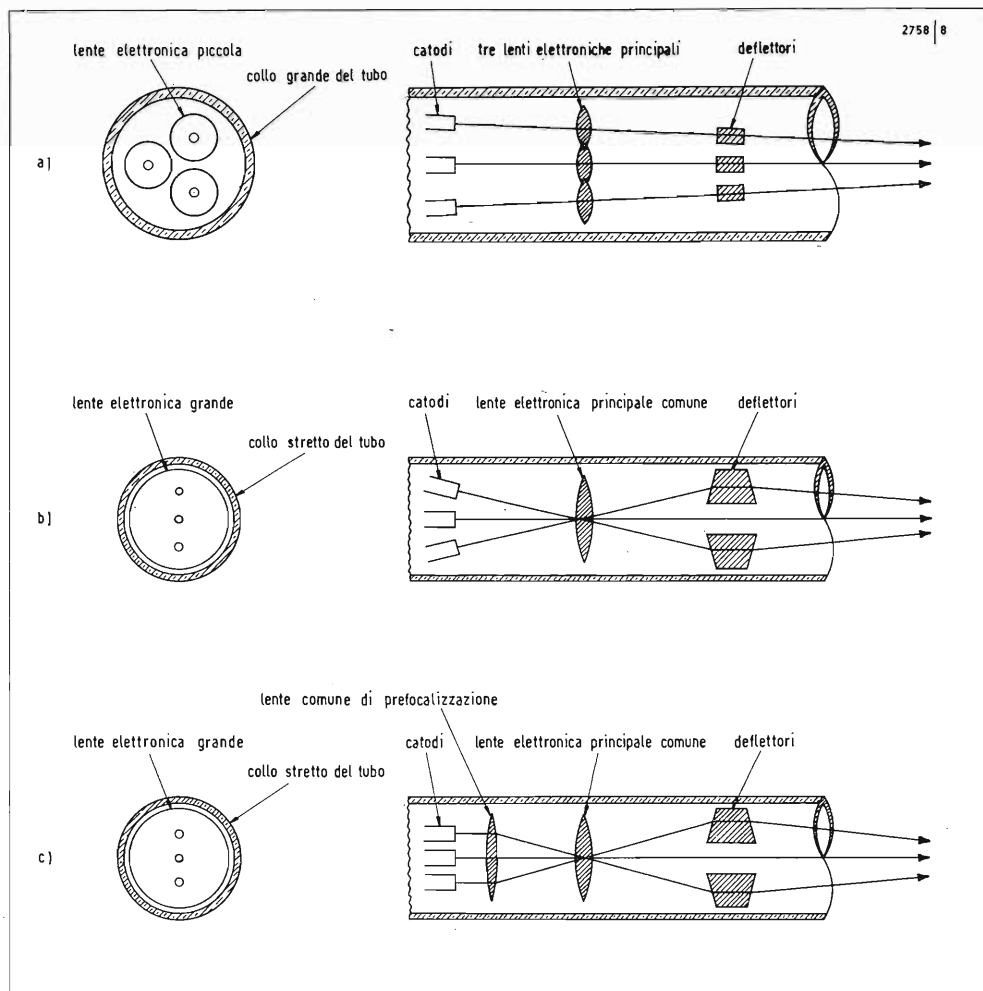
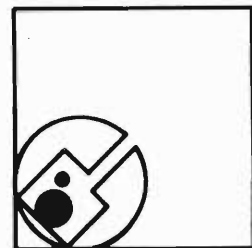



Fig. 1 - Strutture dei cannoni elettronici di tubi a raggi catodici tricolori, rappresentati nella forma ottica equivalente: *a*) sistema a tre cannoni convenzionale; *b*) principio fondamentale del cannone del Trinitron; *c*) sistema Trinitron modificato usato in piccoli tubi (10 e 15 pollici).

sullo stesso piano. I due fasci elettronici laterali emessi nello stesso piano ed in parallelo con il fascio centrale, vengono ambedue deflessi verso il fascio centrale da una lente elettronica debole, chiamata lente di pre-focalizzazione, sistemata giusto di fronte ai tre catodi, ed i tre fasci vanno ad incrociarsi l'uno con l'altro al centro della adiacente lente elettronica principale. Sebbene i fasci esternamente passino attraverso lo spazio marginale della lente comune di pre-focalizzazione come si è detto, vi è solo un trascurabile effetto dell'aberrazione introdotta. In generale, l'aberrazione aumenta in proporzione alla forza della lente e la distorsione dello spot dovuta all'aberrazione dipende dalla sezione trasversale dell'inviluppo del fascio rispetto alla posizione della lente. Questa lente di pre-focalizzazione è molto debole, l'angolo di deflessione prodotto da essa è molto piccolo, e gli inviluppi dei fasci elettronici sono ancora molto stretti quando essi vi passano attraverso. Perciò, la deformazione dello spot del fascio esterno dovuta all'aberrazione è trascurabilmente piccola.

La sezione trasversale del cannone elettronico per un tubo da 13 pollici e le traiettorie dei suoi fasci sono rappresentate schematicamente nella Fig. 2. La lente pre-focalizzatrice si forma fra la griglia n. 2 (griglia schermo) ed il primo anodo, e la lente elettronica principale si forma tra il 1° ed il 2° anodo. I fasci esterni divergendo dal centro della lente elettronica principale vengono deflessi da due serie di elettrodi deflettori elettrostatici frontalmente al 2° anodo così che gli spot dei tre fasci convergono in un solo punto sullo schermo fosforico. Nella fig. 3 vi è la fotografia del cannone di un Trinitron per un tubo da 13 pollici, con un assieme convenzionale a delta dei tre cannoni per un tubo a maschera forata. Nella tabella 1 vi è un confronto del sistema di cannone elettronico del Trinitron e del tipo a delta e l'assieme a tre cannoni per un tubo di 13 pollici per immagini a colori. Questa tabella indica che:

1) il cannone del Trinitron richiede meno parti che il gruppo dei tre cannoni, così che la sua struttura viene semplificata ed il suo costo di produzione può essere ridotto;

2) il piccolo diametro del collo del tubo Trinitron per immagini a colori rende possibile una riduzione della tensione richiesta per la scansione del fascio, e permette all'unità del giogo di deflessione di essere piccola e di peso leggero. Conseguentemente si rende più facile la transistorizzazione e si agevola pure la riduzione delle dimensioni ed il peso dei ricevitori per televisione a colori;

3) nonostante il piccolo diametro del collo, il diametro effettivo della lente elettronica del Trinitron è quasi due volte quello del sistema a tre cannoni, perchè il cannone è singolo. Questa ampia apertura della lente elettronica permette una focalizzazione ben definita dei fasci elettronici.

La Fig. 4 mostra un giogo di deflessione per il tubo Trinitron confrontato con un giogo di deflessione per un tubo a maschera forata convenzionale.

Il cannone elettronico del Trinitron è di tipo uni-potenziale, poichè usa una bassa tensione di focalizzazione di 0 — — 300 V, e semplifica molto i circuiti associati in confronto di quelli del sistema a tre cannoni che richiedono 3500-4500V per la focalizzazione.

Nel tubo a tre cannoni convenzionale, per

Fig. 2. Sezione trasversale schematizzata del cannone elettronico di un Trinitron e traiettorie dei suoi fasci per un tubo a 13 pollici.

fare il miglior uso possibile del diametro dato del collo, i tre cannoni sono disposti in formazione delta così da permettere la più larga apertura possibile della lente. La regolazione della direzione del fascio elettronico nei tre cannoni tipo delta è complicata poichè i fasci emessi dai cannoni elettronici non sono originati sullo stesso piano. Un certo numero di tentativi è stato fatto per semplificare la regolazione della convergenza sistemando i tre cannoni elettronici in linea. In questo caso, però, l'effettivo diametro dei cannoni era di circa il 30% più piccolo di quello dei cannoni nella formazione convenzionale a delta.

Il diametro del cannone del Trinitron non dipende dalla disposizione del fascio qualunque essa sia, cosicchè è stata scelta la sistemazione dei fasci in linea per semplificare la correzione della convergenza. Come risultato il diametro della lente elettronica può essere portato effettivamente a 2,6 volte quello di una formazione di tre cannoni in linea.

La variazione della dimensione dello spot del fascio sullo schermo fosforico con la corrente del fascio è rappresentata nella Fig. 5. Questo grafico offre la comparazione fra un tubo convenzionale a maschera forata con formazione a delta dei tre cannoni (13 pollici, angolo di deflessione a 90°, diametro del collo 36 mm) con un tubo Trinitron (13 pollici, angolo di deflessione 90°, diametro del collo 28,6 mm). La figura dimostra che in un tubo Trinitron, uno spot più piccolo è ottenibile tanto dal fascio centrale come dai fasci laterali. È ben noto che la risoluzione di un tubo per immagini a tre colori è principalmente determinata dallo spot del verde.

Per tale motivo il tubo è strutturato in modo tale che il fascio di centro urta contro il fosforo verde, ed i fosfori rosso e blu sono eccitati dai rispettivi fasci esterni per ottenere la più alta risoluzione possibile delle immagini a colore. Se la corrente del fascio di un Trinitron viene confrontata con quella di un tubo con tre cannoni a delta convenzionale si troverà che il cannone del Trinitron può focalizzare maggior corrente di fascio nell'area di quello spot. La corrente dei fasci esterni può essere 1,5 volte, e la corrente del fascio centrale due volte, la corrente di fascio del tubo con tre cannoni a delta per una data misura di spot. Questo significa che immagini a colori, 1,5 volte più luminose e nitide, possono essere ottenute col tubo che usa il cannone del Trinitron.

Sistema di definizione del colore

Il nuovo cannone elettronico è combinato con un nuovo sistema di definizione del colore, chiamato a « griglia di apertura », per raggiungere un sempre maggiore perfezionamento nella caratteristica di un tubo per immagini a colori. Questa griglia di apertura consiste in un grande numero di fenditure verticali, formate con incisione chimica di una lamiera, mentre invece la maschera forata ha un grande numero di fori uniformemente sparsi ed allineati verticalmente ed orizzontalmente.

Corrispondentemente, lo schermo fluorescente del Trinitron consta di un grande numero di strisce fosforiche verticali, rosse, verdi e blu, invece dei puntini fosforici trivalenti del tubo a maschera forata. La Fig. 6 è una fotografia della griglia d'apertura paragonata con una maschera forata. La trasparenza della griglia d'apertura al fascio elettronico è più del 20% nell'area centrale e di circa il 15% nelle aree di angolo. Nell'altro caso posto vicino, la trasparenza della maschera forata è di circa il 15% al centro e dell'11% negli angoli. Così ad una data corrente di fascio, lo schermo fosforico del tubo Trinitron può essere raggiunto da una corrente di fascio che è 20/15 = 1,33 volte quella relativa al tubo a maschera forata, dando così una luminosità 1,33 volte maggiore all'immagine a colori. Poichè può ottenersi un immagine 1,5 volte più luminosa col cannone del Trinitron, come accennato sopra, la combinazione di questo cannone con la griglia di apertura dà una luminosità approssimativamente uguale a due volte (1,5 x 1,33) quella del tubo per immagini a maschera forata convenzionale. Poichè in ciò non vi è nessun fattore che possa eventualmente limitare il dettaglio verticale dell'immagine sullo schermo del tubo con le fenditure verticali della griglia di apertura, la risoluzione verticale è determinata solamente dal numero delle linee di scansione; mentre nel caso della maschera forata, la risoluzione verticale viene influenzata dalla relazione fra il numero delle linee di scansione e la distanza dei fori allineati verticalmente. Infatti il tubo Trinitron, confrontato col tubo a maschera forata, può vantare una più alta luminosità dell'immagine a colori con una relativamente più alta risoluzione, a questo riguardo.

Un altro vantaggio della griglia di apertura è quello di una minor sensibilità al magnetismo terrestre, a causa delle strisce fosforiche verticali. La purezza del colore

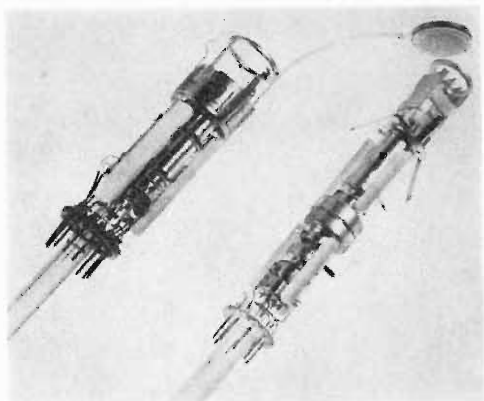
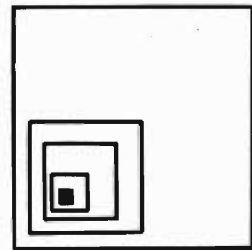



Fig. 3 - Cannone elettronico del Trinitron per un tubo da 13 pollici (a destra) confrontato con un gruppo a 3 cannoni convenzionale (a sinistra).

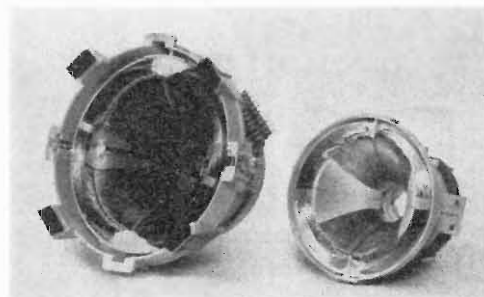



Fig. 4 Avvolgimento del giogo di deflessione per un tubo Trinitron (a destra) confrontato con un giogo di deflessione per un tubo a maschera forata convenzionale (a sinistra).

non viene influenzata dal cambio di orientamento del ricevitore di televisione a colori, così che il Trinitron è conveniente da usare nei ricevitori di TV portatili. Poichè la griglia di apertura non ha componenti strutturali verticali che possono interferire con le linee di scansione, non vi è probabilità che vengano generate le caratteristiche marezzature fastidiose che possono talvolta apparire nelle immagini prodotte dal tubo a maschera forata.

Correzione della convergenza

I tre fasci nel tubo Trinitron sono allineati orizzontalmente, ed essi deflettono la loro traiettoria ad ogni angolo di deflessione rimanendo sostanzialmente su di un piano orizzontale unico. Perciò la distribuzione dello speciale campo magnetico del giogo di deflessione può produrre piccole inesattezze nella convergenza e gli spot dei fasci esterni con convergenza inesatta sullo schermo fosforico sono disposti simmetricamente rispetto allo spot del fascio centrale (vedere Fig. 7) La correzione della convergenza inesatta agli angoli dello schermo fosforico è necessaria solamente per la direzione orizzontale dei fasci esterni. Nell'altro caso, i tre fasci nel tubo a maschera forata e tre cannoni convenzionale vengono emessi non in un piano solo, ma in una formazione a delta e così rimangono in ogni punto della loro traiettoria tagliate da un piano trasversale. Ciascun fascio è spostato rispetto al vero centro dell'assieme dei tre cannoni o al collo del tubo e la relazione posizionale dei tre fasci non ha solamente una componente orizzontale, ma anche una componente verticale, così che la correzione di convergenza per questi tre fasci è necessaria per ambedue le direzioni orizzontale e verticale. Così la correzione di convergenza è più complicata e ingombrante per il tubo a maschera forata e tre cannoni a delta che per il tubo Trinitron.

Fig. 5 - Variazione di dimensione dello spot con la corrente di fascio per un tubo Trinitron ed un tubo a 3 cannoni convenzionale.

Nel Trinitron vi è un paio di prismi elettronottici simmetrici consistenti in quattro placche di deflessione. Poichè l'azione dei deflettori si basa sul principio elettrostatico, la correzione della convergenza statica (centro) per i due fasci laterali, viene ottenuta semplicemente con la regolazione della tensione applicata agli elettrodi deflettori. La correzione della convergenza dinamica è fatta con l'applicazione di una tensione sincronizzata dalla forma d'onda parabolica alle placche di deflessione (Fig. 8).

Poichè il rapporto della differenza di potenziale statico e della differenza di potenziale dinamico picco a picco fra le placche di deflessione è sempre costante, una regolazione singola di queste due tensioni non è necessaria. Perciò se la convergenza statica è regolata, la convergenza dinamica sarà regolata automaticamente.

Poichè il rapporto della differenza di potenziale statico e della differenza di potenziale picco-picco dinamico fra le placche di deflessione è sempre costante, una regolazione individuale di queste due tensioni non è necessaria.

Come è ben noto, più pochi sono i componenti, minori sono il peso ed il costo, e come risultato si ha una maggior semplicità e più elevato affidamento. Si può concludere che le principali spettacolari acquisizioni del sistema Trinitron sono il suo sistema di convergenza e la qualità della sua immagine. La Tabella

Fig. 6 - Sezione della griglia d'apertura (a destra) di fianco a quella della maschera forata.

2 espone i dati tipici delle caratteristiche di un tubo Trinitron da 13 pollici.

Possibilità future

I principi del sistema Trinitron sono potenzialmente considerevoli per sviluppi futuri. Una di tali linee di sviluppo è quella di progettare un tubo a deflessione grandangolare, e per questo il sistema descritto può essere utile nella soluzione di molti problemi così come il deterioramento della messa a fuoco, l'aumento del potenziale di deflessione, e le più complicate correzioni di convergenza. L'applicazione di questo sistema non è limitata ai tubi per immagini a colori con tre fasci. Molti tipi di tubi a raggi catodici con cannoni e fasci multipli possono essere modificati in tipi a cannone unico, semplificando così la loro struttura e assieme migliorando la loro prestazione.

Fig. 7 - Convergenza errata degli spot con lo schermo del Trinitron, che mostra la disposizione simmetrica degli spot dei fasci laterali in rapporto allo spot del fascio centrale, per vari punti nello schermo.

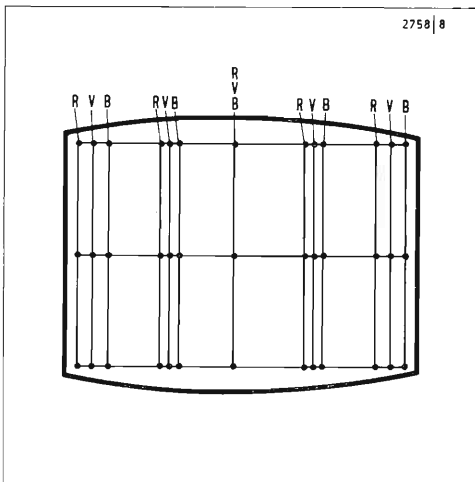



Fig. 8 - Forma d'onda della tensione di correzione della convergenza dinamica.

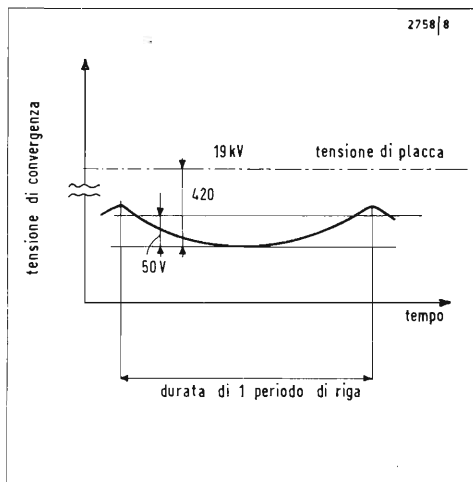
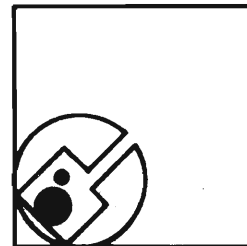



Tavola 1.

Confronto delle strutture del cannone elettronico di un Trinitron e di un tubo a tre cannoni.

	Trinitron	Tubo a tre cannoni
Tipo di cannone elettronico	Uni-potenziale	Bi-potenziale
Numero dei cannoni	1	3
Catodi	3	3
N. griglie 1	1	3
N. griglie 2 (schermo)	1	3
Lenti di focalizzazione principali	1	3
Deflettori per convergenza	2	3
Diametro del collo	28,6 mm	36,5 mm
Diametro effettivo delle lenti elettroniche	17 mm	9,0 mm

Tavola 2.

Dati caratteristici di un tubo per immagini a colori Trinitron da 13 pollici tipo E1AJ 330AB22.

Dati ottici:	
Piastra frontale	
Trasmissione di luce al centro (approssimativamente)	48,5%
Schermo sulla superficie interna della piastra frontale	
Tipo	alluminato, tricolore, strisce fosforiche
Fosfori	
Rosso	terra rara
Blu e Verde	solfuro
Dati meccanici:	
Angolo di deflessione	
Diagonale	89°
Orizzontale	75°
Verticale	59°
Dimensioni minime utili dello schermo	
Diagonale	302 mm (min)
Larghezza	245 mm (min)
Altezza	192 mm (min)
Condizioni tipiche di lavoro	
A meno di altre prescrizioni, le tensioni sono positive rispetto alla griglia n. 1	
Tensione anodica (1° e 2°)	19 kV
Tensione all'elettrodo di convergenza	18,585 a 18,535 kV
Tensione all'elettrodo di focalizzazione	da 0 a 400 V
Tensione alla griglia n. 2	da 240 a 450 V
(quando vi sono 100 V applicati al catodo per l'estinzione ottica dello spot focalizzato)	
Tensione al riscaldatore	
In condizioni di lavoro	6,3 V
In condizioni di attesa	da 3,5 a 4,3 V

Nota dell'editore. Noi sappiamo che la Sony sta considerando di concedere la licenza a fabbricanti per produrre il Trinitron ed egualmente considerando la vendita dei tubi Trinitron a costruttori attrezzati per l'incorporazione nei loro ricevitori. Rimane da vedere se il Trinitron scalzerà il tubo a maschera forata dalla sua attuale posizione monopolistica.

da Wireless World - dicembre 1971

Generatori ad onde triangolari

2ª parte - Miglioramento della linearità

J. L. Perrot

I circuiti semplici descritti nella prima parte non sono in grado di dare un errore di linearità inferiore al 5%, valore spesso troppo alto per certe applicazioni. Esistono diversi mezzi per migliorare la linearità:
— uso di una sorgente di corrente costante per caricare il condensatore;
— uso di circuiti sottoposti ad una controreazione (integratore di Miller) o ad una reazione positiva (circuito « bootstrap ») o ancora simultaneamente ad una reazione positiva e ad una controreazione (circuito « bootstrap » con rete di compensazione).

1. Sorgenti di corrente costante

Una sorgente di tensione costante in serie con una resistenza di forte valore costituisce una sorgente di corrente costante. La resistenza di alto valore può essere ottenuta mediante tubi o transistori. I pentodi ed i transistori a effetto di campo (FET) o MOS-FET presentano il vantaggio supplementare di avere la loro corrente, in certe condizioni, praticamente indipendente dalla tensione applicata.

1.1. *Impiego di un tubo a vuoto*

Consideriamo per esempio un tubo a vuoto con una resistenza di catodo R_k. La resistenza effettivamente presentata da un tale dispositivo è: $R = \rho + (K + 1) R_k$, essendo ρ la resistenza interna del tubo e K il suo coefficiente di amplificazione. Scegliendo K e ρ grandi, si otterrà una resistenza equivalente forte. Si userà un pentodo con il seguente vantaggio: a tensione di griglia 2 costante e al di là del ginocchio della caratteristica I_p/V_p, la corrente anodica è praticamente indipendente dalla tensione anodo-catodo.

La fig. 1 mostra un circuito generatore di rampa basato su tale principio. In assenza di impulso sulla sua griglia di comando, V_2 è interdetto e il condensatore C si carica a corrente costante attraverso il pentodo V_1. La variazione di ampiezza della rampa è data dalla relazione:

$$\Delta V_u = \frac{I_p}{C} T \qquad (1)$$

Il variare di R_k agisce sulla pendenza della rampa. L'arrivo di un impulso positivo sulla griglia di V_2 lo porta in conduzione e scarica rapidamente il condensatore C. L'errore di linearità è:

$$\varepsilon \simeq \frac{1}{2} \frac{T}{\theta} = \frac{T}{2RC} \qquad (2)$$

con

$R = \rho + (K + 1) R_K$

1.2. *Sorgenti di corrente costante a semi-conduttori*

1.2.1. *Uso di un transistore nella configurazione base comune*

Con corrente di emettitore costante un

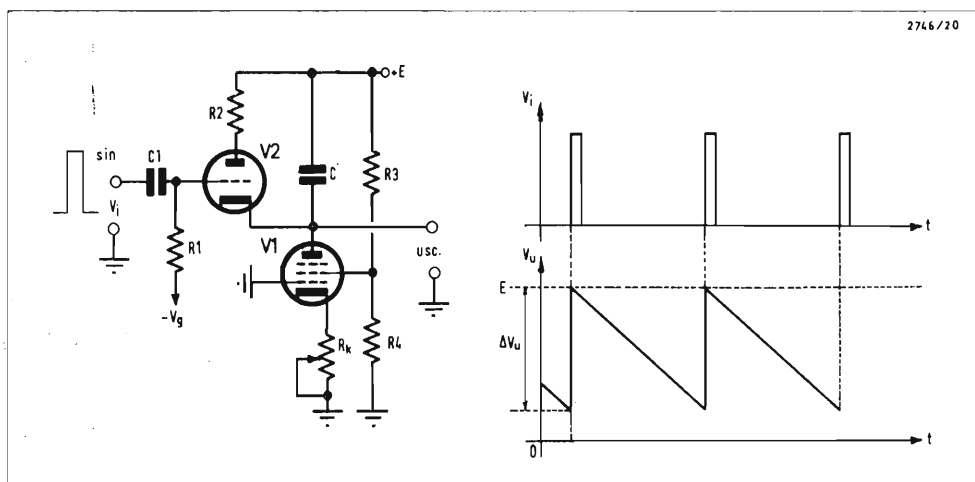
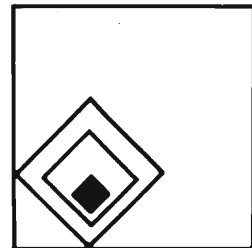



Fig. 1 - Generatore di rampa a pentodo.

transistore montato in base comune, da una corrente di collettore praticamente costante. Il circuito rappresentato sulla figura 2 può dunque servire a caricare a corrente costante un condensatore quando è aperto l'interruttore I. Il diodo zener D mantiene costante la corrente di emettitore. L'ampiezza della tensione ai capi del condensatore è data da:

$$V_C = \frac{I_C}{C} T \qquad (3)$$

con

$$I_C = -\alpha I_E = -\alpha \frac{V_D - V_{BE}}{R_E}$$

Si dimostra che l'errore di linearità ottenuto con questo circuito è:

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \frac{T}{\theta} \simeq \frac{1}{2} \frac{V_C}{V_E} \cdot \left[h_{12} + \frac{h_{22}}{\alpha} (R_E + h_{11}) \right] \qquad (4)$$

(I parametri « h » usati in questa formula sono quelli relativi alla configurazione base comune).

I circuiti a semi-conduttori hanno il difetto di essere sensibili alla temperatura. Si mostra che l'errore di linearità è indipendente dalla temperatura, ma che invece la pendenza della rampa diminuisce quando aumenta la temperatura. Un rimedio consiste nel compensare la variazione della tensione base-emettitore V_{BE} con un diodo in serie con il diodo zener. Anche il diodo zener sarà stabilizzato in temperatura.

In pratica, l'interruttore I è sostituito da un transistore. La tensione ai capi di C sarà prelevata con un circuito ad alta impedenza di ingresso (inseguitore di emettitore, configurazione Darlington) in modo da isolare il carico dal circuito formatore di rampa.

Sulla fig. 3 è riportato un generatore di rampa con sorgente di corrente di questo tipo. Il condensatore C è caricato a corrente costante attraverso Q_2; R_1 permette di regolare la corrente di carica, dunque la pendenza della rampa. Q_1, abilitato con un segnale esterno positivo assicura la scarica. Il circuito di uscita impiega un transistore a effetto di campo (impedenza di ingresso molto alta). L'errore di linearità ottenuto è dello 0,5% circa. La frequenza di ripetizione massima dipende dal tempo impiegato da C per scaricarsi attraverso Q_1 e si avvicina al megahertz.

1.2.2. *Uso di transistori a effetto di campo e MOS-FET*

Si è visto (paragrafo 1.1) il vantaggio del pentodo come sorgente di corrente costante.

I transistori FET e MOS-FET presentano una caratteristica corrente di « drain ». (assorbitore) - tensione « drain » - sorgente $I_D = f(V_{DS})$ (fig. 4.), analoga alla caratteristica I_p/V_p del pentodo. È da notare che sarebbe pericoloso cercare di fare una analogia tra tubi a vuoto e transistori FET e MOS-FET: per esempio, il « drain » di un dispositivo a canale P deve essere polarizzato negativamente rispetto alla sorgente mentre l'anodo di un tubo è polarizzato positivamente rispetto al catodo.

Nella zona della caratteristica compresa tra la tensione V_p e la tensione di valanga (zona detta di « pinch-off »), il dispositivo è equivalente ad una resistenza di alto valore.

Il grande vantaggio del transistore MOS-FET è che, al contrario del FET, la sua elevatissima impedenza di ingresso non è ridotta se si inverte la polarità della tensione di polarizzazione del « gate » (porta). Sorgenti di corrente costante a FET e a MOS-FET sono riportate in fig. 5. La resistenza R_S consente la scelta del valore della corrente I_D. La tensione V_{in} deve essere superiore alla tensione di ginocchio V_p; per $V_{in} < V_p$ il tran-

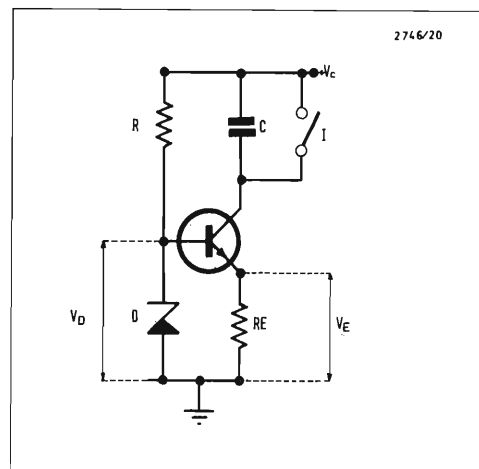



Fig. 2 - Sorgente di corrente costante a transistore.

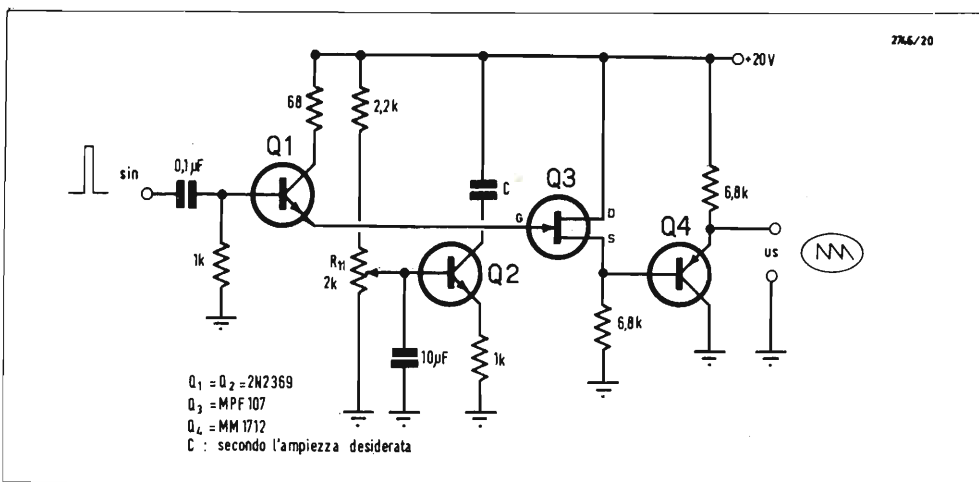



Fig. 3 - Generatore di rampa con sorgente di corrente costante (transistore con base comune).

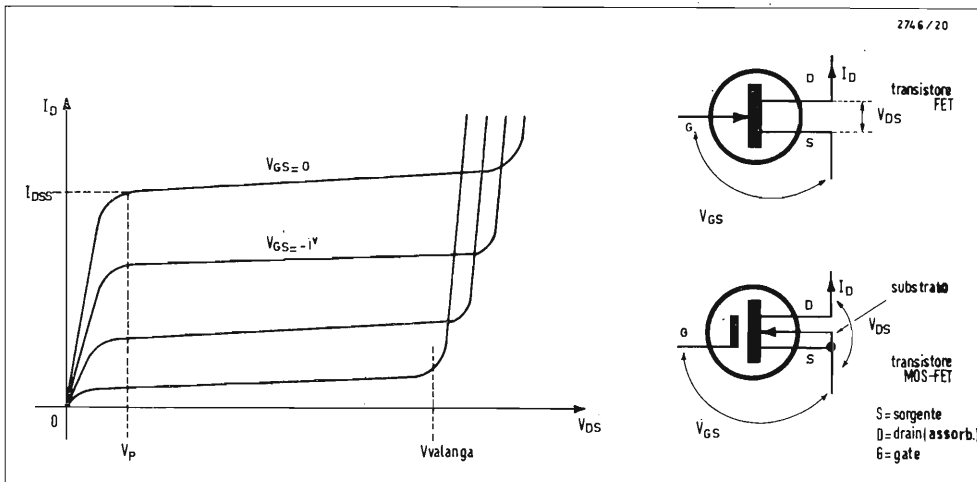



Fig. 4 - Caratteristica $I_D = f(V_{DS})$ di un transistore FET o MOS-FET canale N e simboli per la rappresentazione.

sistore si comporta come una resistenza normale; per $V_p < V_{in} < V$ valanga, la corrente I_D è praticamente indipendente dal valore di V_{in}. Se si desidera aumentare ancora l'azione di limitazione della corrente si possono mettere in serie due transistori (fig. 6) a condizione che la tensione di blocco di « gate » V_{GSCO} del transistore Q_2 sia inferiore a quella di Q_1. Questo modo di fare aumenta di 4 o 5 volte il valore della resistenza equivalente.

La resistenza equivalente al circuito della fig. 5 è data approssimativamente dalla relazione:

$$R = \frac{1}{y_{22}} + R_S\left(1 + \frac{y_{11} + y_{12}}{2y_{22}}\right) \simeq$$

$$\simeq \frac{1}{g_{22}} + R_S\left(1 + \frac{g_{11}}{2g_{22}}\right) \qquad (5)$$

I parametri « g » sono la parte reale dei parametri « y », parametri in sorgente comune.

Riportandosi alla figura 5C, si può ancora approssimare R con la relazione:

$$R = \frac{\Delta V}{\Delta I}$$

1.2.3. *Realizzazioni pratiche*

La fig. 7 dà uno schema pratico di generatore di rampa con sorgente di corrente costante a transistore a effetto di campo. Un altro esempio interessante è lo schema della fig. 8 pubblicato dalla rivista Electronic Design, n. 4, vol 19, del 18 febbraio 1971. Si descrive rapidamente il funzionamento di questo generatore che è in grado di dare simultaneamente una rampa lineare, un'onda quadra ed un impulso ad alta energia.

Il circuito di comando comprende il transistore unigiunzione Q_1, i transistori Q_2 e Q_3 ed il comparatore di ampiezza CA. Il transistore a effetto di campo Q_8 ed il potenziometro R_6 costituiscono la sorgente di corrente costante caricante il condensatore C_3 mentre il transistore Q_8 e i diodi D_1 e D_2 (D_2 è uno zener) sono l'interruttore di scarica. La configurazione Darlington Q_7, Q_8 costituisce un circuito ad alta impedenza di ingresso e a bassa impedenza di uscita.

Il funzionamento del circuito è il seguente: al momento della messa sotto tensione, il partitore R_2, R_3 stabilisce la tensione di accensione V_3 dell'unigiunzione ad un valore di circa 3 volt. Questa tensione positiva interdice Q_2 e Q_3, permettendo la carica di C_3 attraverso R_2. L'ingresso 3 (« inverting input ») del comparatore è fissato a un potenziale V_R di circa 3 volt (partitore R_4, R_5) e la sua tensione di uscita prende il suo valore inferiore. Q_4 è dunque interdetto e C_1 non si può caricare. D'altra parte, Q_5 è interdetto, D_1 è polarizzato nel senso diretto, il diodo zener D_2 conduce (attraverso Q_6 e R_6) e impedisce la carica di C_3. La tensione V_4 dipende dalla tensione stabilizzata dallo zener; il valore di V_4 non dovrà superare 35 volt in modo di assicurare un funzionamento corretto dei transistori Q_7 e Q_8. Dopo una durata T_2, la tensione V_{C2} raggiunge il valore $V_R \simeq 3$ Volt, la tensione di uscita del comparatore passa al suo valore superiore con due conseguenze: l'abilitazione di Q_3 e l'inizio della carica di C_1 attraverso R_1; l'abilitazione di Q_4 ed il blocco di D_1 e D_2. C_3 si carica allora a corrente costante. Il valore della corrente è determinato da R_6. La variazione di tensione ai capi di C_3 è data dalla relazione:

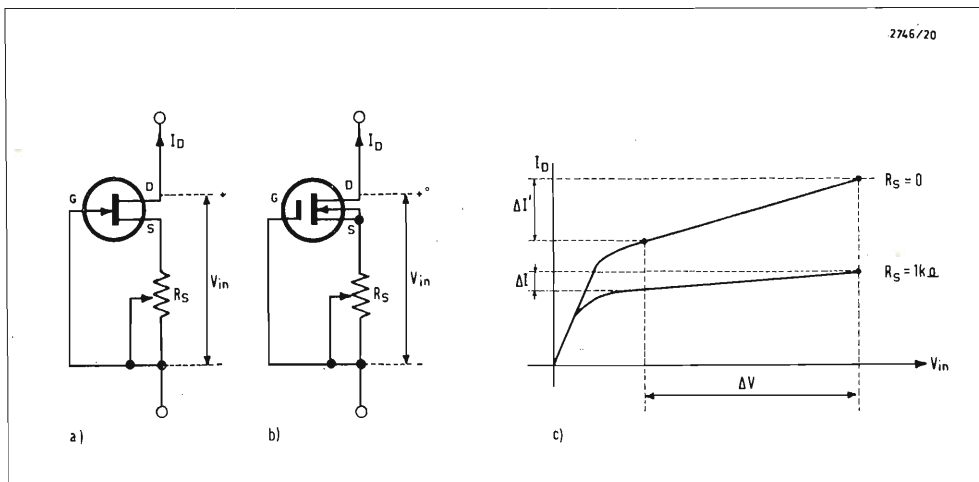
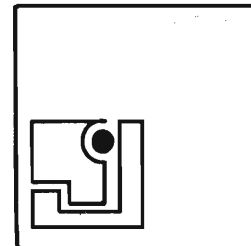



Fig. 5 - Sorgente di corrente costante: transistori FET e MOS-FET.

$$\Delta V_4 = \frac{\Delta I}{C_3} T_3.$$

Il livello continuo V_D di inizio della rampa è stabilito da R_7. Quando la tensione V_{C1} ai capi di C_1 raggiunge il valore $V_3 \simeq 3$ Volt, il transistore unigiunzione Q_1 conduce e scarica C_1. V_3 scende ad un valore negativo, Q_2 e Q_3 conducono, scaricando C_2. Il livello di uscita del comparatore ritorna al valore inferiore con la conseguente interdizione di Q_5 il ciclo è pronto a ricominciare.

2. Miglioramento della linearità con l'uso di amplificatori a reazione

2.1. *Principio*

Si considera un condensatore caricato da una sorgente di tensione E attraverso una resistenza R. Quando, in funzione del tempo, cresce la tensione ai capi del condensatore, decresce la corrente di carica. Se, in serie con la sorgente E si mettesse un generatore di tensione variabile V_G (fig. 9) che compensi esattamente la perdita di tensione ai capi della resistenza, si otterrebbe nel circuito una corrente costante e la tensione ai capi di C crescerebbe in modo lineare. Il generatore fittizio può essere simulato con due tipi di amplificatori a reazione: l'integratore di Miller ed il circuito « bootstrap ».

2.2. *L'integratore di Miller.*

Lo schema di principio dell'integratore di Miller è mostrato dalla fig. 10. Si sa che la tensione di uscita di tale circuito è proporzionale all'integrale della tensione di ingresso:

$$e_u = -\frac{1}{RC}\int_0^t e_{in}\, dt \qquad (6)$$

Supponiamo che il guadagno senza controreazione A_o dell'amplificatore e l'impedenza di ingresso R_i siano infiniti, la tensione di errore $e\varepsilon$ sarà nulla e il punto A sarà al potenziale della massa. La corrente di ingresso $i_i = E/R$ attraverserà il condensatore e lo caricherà così a corrente costante; la tensione di uscita sarà una funzione lineare del tempo:

$$e_u = -\frac{i_i}{C} t \qquad (7)$$

Nell'allegato 1 si dimostra che la tensione di uscita è:

$$e_u = \frac{A}{1-A} E \cdot \exp.\left[-\frac{t}{(1-A)\,RC}\right] \qquad (8)$$

Se $A < 0$ (amplificatore invertitore), la costante di tempo RC è aumentata nel rapporto $(1 + |A|)$. È questa proprietà ad avere dato il nome di integratore di Miller al circuito. Difatti, un analogo risultato è stato ottenuto dal Miller allorchè stava studiando l'effetto della capacità griglia-anodo di un triodo amplificatore. Egli ha mostrato che la presenza della capacità C_{gp} equivale ad un condensatore di capacità $(1 - A)\, C_{gp}$ messo in parallelo sul circuito d'ingresso dell'amplificatore.

Riportandosi alla (8), si vede che la tensione di uscita sarà una funzione lineare del tempo se $t/(1 + |A|)\, RC$ è molto inferiore ad uno. La costante di tempo apparente del circuito deve dunque essere molto grande rispetto alla durata della rampa, risultato ottenuto se il guadagno con controreazione A è molto grande.

Avendo il punto A (vedere fig. 10) un potenziale praticamente uguale al potenziale della massa, la corrente di carica del condensatore è:

$$I \simeq \frac{E}{R} \qquad (9)$$

Di conseguenza, la variazione di tensione di uscita ΔV_u è:

$$\Delta V_u = \frac{I}{C} t = \frac{E}{RC} t \qquad (10)$$

L'errore di linearità è dato dalla relazione generale $\varepsilon = (1/2)(t/\theta)$ con t ricavata dalla (10).

La costante di tempo θ è la costante apparente del circuito:

$\theta = C'R$ con $C' = C\,(1 + |A|)$

dunque:

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \frac{\Delta V_u}{E} \cdot \frac{1}{1 + |A|} \simeq$$

$$\simeq \frac{1}{2} \frac{\Delta V_u}{E} \cdot \frac{1}{|A|} \qquad (11)$$

Spesso non si può trascurare il valore finito R_i della resistenza d'ingresso dell'amplificatore, la quale resistenza si trova (per il segnale) in parallelo con R. In questo caso, l'errore di linearità è dato dalla relazione:

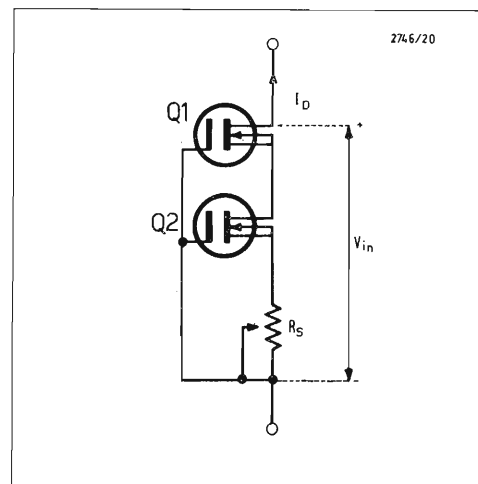



Fig. 6 - Miglioramento dell'azione di limitazione.

Fig. 7 - Generatore di rampa (E. ELAD: FET insures stable sawtoothwave Electronics 39; 16, pp. 122-123).

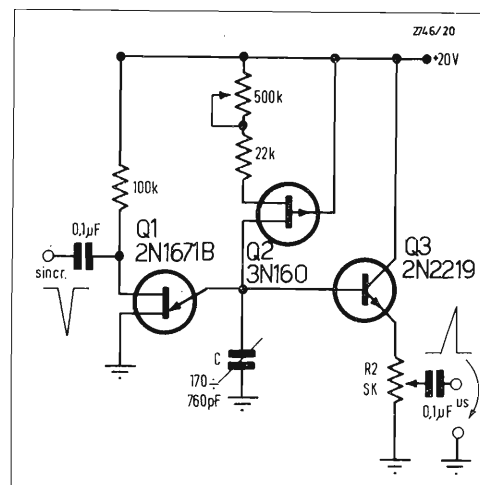
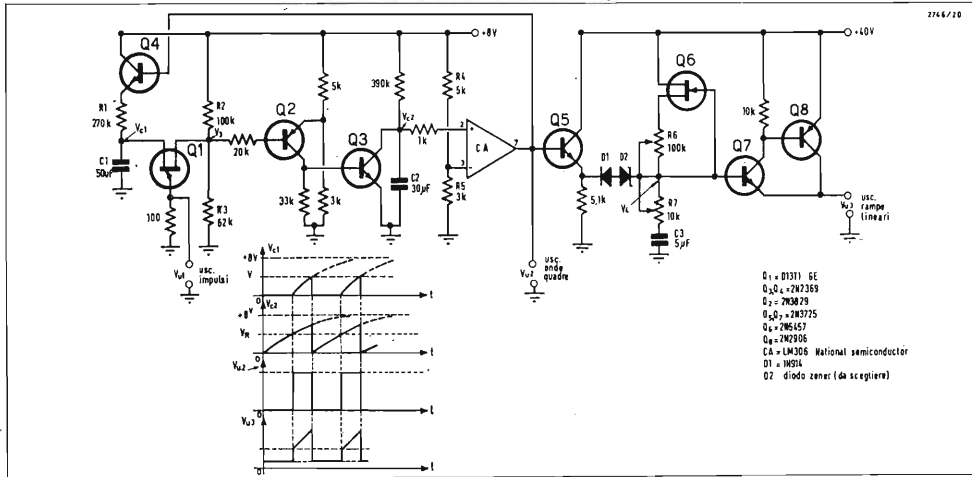



Fig. 8 - Generatore di rampe di onde quadre e di impulsi.

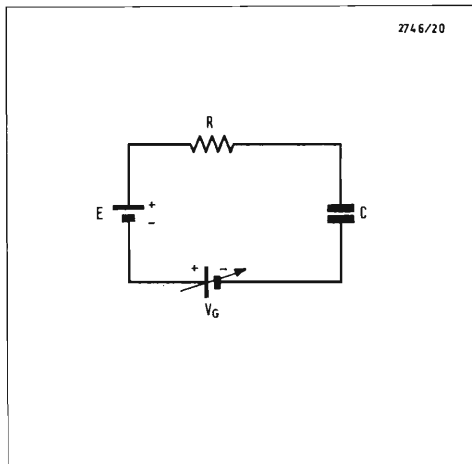



Fig. 9 -

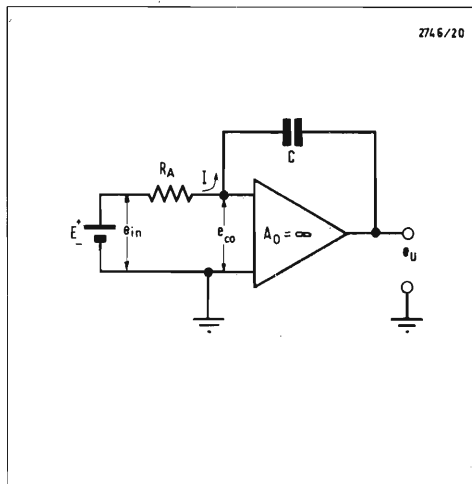



Fig. 10 - Amplificatore integratore: schema di principio.

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \frac{\Delta V_u}{E} \cdot \frac{1}{|A|} \left(1 + \frac{R}{R_i}\right) \qquad (12)$$

2.3. *Realizzazione pratica dell'integratore di Miller*

Una possibile realizzazione con transistori di un amplificatore con guadagno ed impedenza di ingresso entrambi elevati è mostrata dalla fig. 11. Q_1 e Q_2 costituiscono un amplificatore invertitore di fase. L'alta impedenza d'ingresso è assicurata dall'inseguitore di emettitore Q_1; se R_2 ha un valore grande, il guadagno di Q_2 sarà pure grande, caricando l'impedenza d'ingresso dell'inseguitore di emettitore Q_3 poco lo stadio. Essendo Q_1 e Q_2 complementari (*NPN* e *PNP* rispettivamente). La base di Q_1 è approssimativamente al potenziale della massa. Una possibilità di aumentare l'impedenza di ingresso dell'amplificatore sarebbe di adoperare per Q_1 un transistore a effetto di campo. Agli schemi di principio delle figure 10 e 11 è necessario aggiungere un interruttore assicurante la scarica del condensatore *C*.

Si possono sostituire i transistori Q_1, Q_2, Q_3 con un amplificatore operazionale integrato. Per esempio, si può usare il circuito micrologico lineare SGS μA709, il quale ha un guadagno senza controreazione di 50.000, una impedenza di ingresso di 400 kΩ ed una impedenza di uscita di 150 Ω. Nel suo manuale di applicazioni (The application of linear microcircuits, vol. 1, p. 81), la SGS dà un esempio di integratore (fig. 12). Aggiungendo un interruttore a questo circuito, si ottiene un generatore di rampa (fig. 13). Q_1, Q_2 e *D* costituiscono l'interruttore. Quando la tensione di comando V_{in} ha il suo valore inferiore, Q_2 è saturo, *D* conduce e *C* non si può caricare. Invece, un livello alto all'ingresso del circuito interdice Q_2, blocca *D* il condensatore *C* si carica a corrente costante. I componenti R_1, C_1 e C_2 assicurano la compensazione in frequenza dell'amplificatore integrato.

L'errore di linearità del circuito è dell'ordine dello 0,05%.

2.4. *Principio del circuito « bootstrap »*

Questo circuito è rappresentato dalla fig. 14. In ogni istante la tensione di uscita si ritrova in serie con la sorgente di tensione, che carica il condensatore *C*. Se

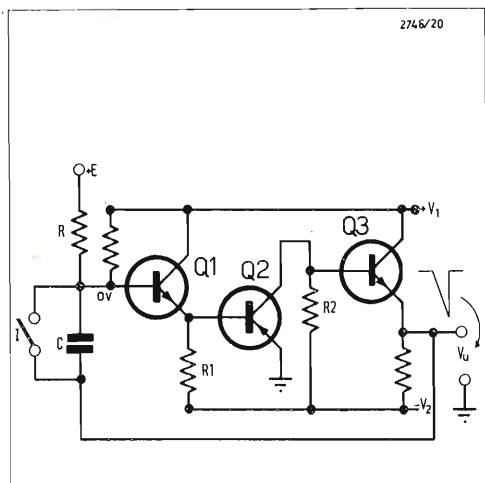
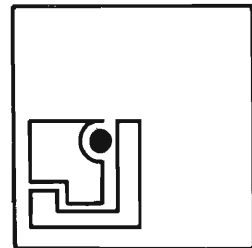



Fig. 11 - Integratore di Miller a transistori (schema di principio).

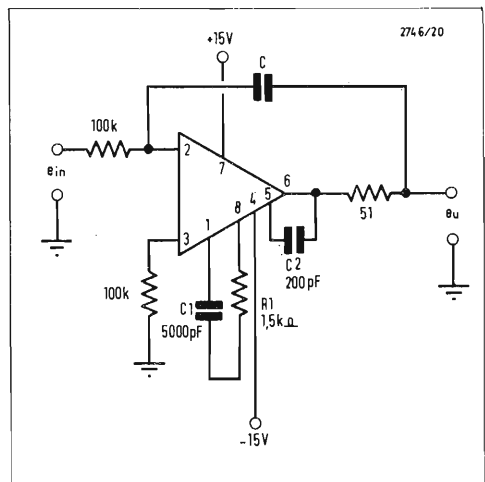



Fig. 12 - Integratore (schema SGS).

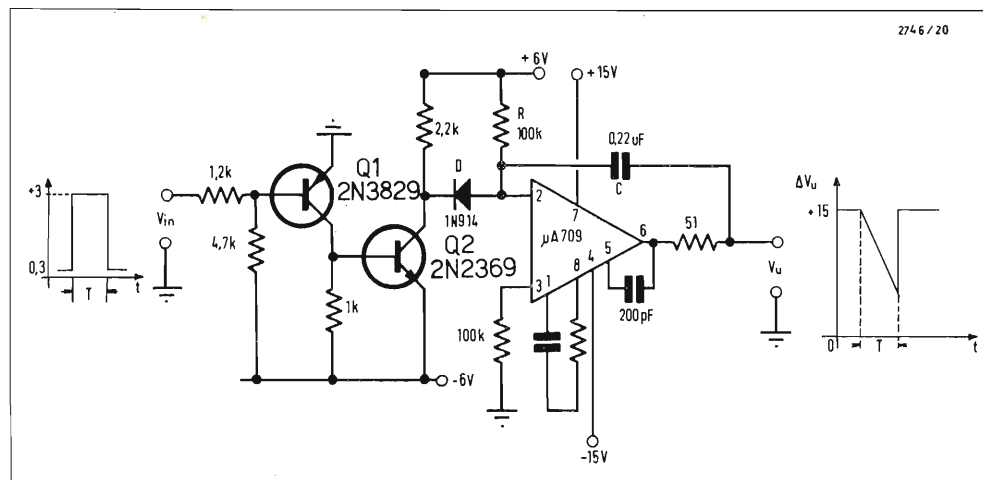



Fig. 13 - Integratore di Miller con amplificatore µA 709.

l'amplificatore ha un guadagno uguale a uno ed un'impedenza di ingresso infinita, è mantenuta costante la corrente di carica. Nell'allegato 2 si dimostra che la tensione di uscita di questo circuito è data dalla relazione:

$$e_u = \frac{A}{1 - A + \frac{R}{R_i}} E \cdot \left[1 - \exp.\left(-\frac{1 - A + \frac{R}{R_i}}{CR}\right)\right] \qquad (13)$$

dove R_i è la resistenza di ingresso dell'amplificatore.

Se $0 < A < 1$, è aumentata la costante di tempo del circuito che diventa:

$$\theta' = \frac{RC}{1 - A + \frac{R}{R_i}} \qquad (14)$$

Più A si avvicina all'unità, più è alta θ' (Per esempio, per $A = 0{,}9$, $\theta' = 10\,RC$)

La relazione A29 dell'allegato 2 mostra che se $A = 1$, la corrente di carica del condensatore è costante.

Lo schema di principio della fig. 15 deve essere completato da un circuito di scarica del condensatore C.

È necessario nel caso di un circuito pratico, isolare in corrente continua il punto A dalla sorgente E. A questo scopo si realizza il circuito della fig. 15 dove la sorgente E della fig. 14 è sostituita dalla tensione ai capi del condensatore C_1

Per avere una corrente di carica costante, la tensione ai capi di R deve rimanere costante.

Questo risultato è ottenuto soltanto se il guadagno dell'amplificatore è esattamente uguale a uno e se la tensione ai capi di C_1 è perfettamente costante. Dovrà dunque il condensatore C_1 avere un valore grande rispetto a C.

Essendo chiuso l'interruttore I, C_1 è caricato attraverso la resistenza R_1 ed il circuito di uscita dell'amplificatore. Quando si apre I, il condensatore C_1 si carica a corrente costante di valore:

$$I = \frac{V_{cc}}{R + R_1} \qquad (15)$$

Supponendo infinita l'impedenza di in-

Fig. 14 - Circuito boot-strap: principio.

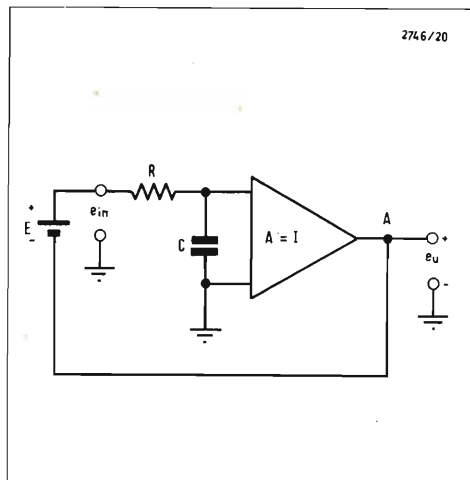



Fig. 15 -

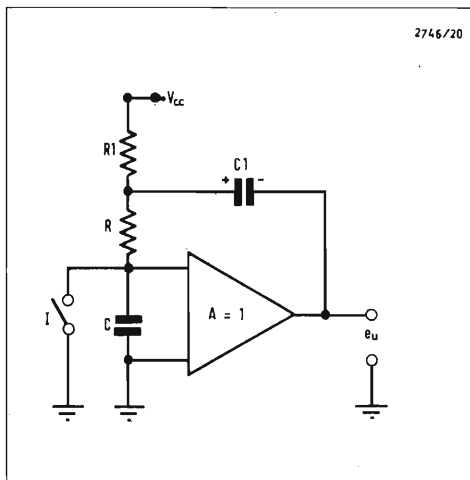
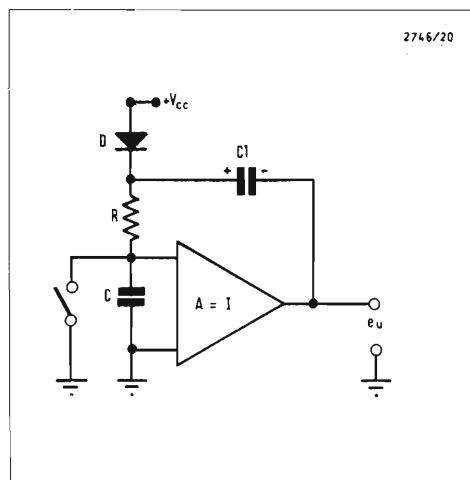



Fig. 16 -

gresso dell'amplificatore, la tensione ai capi di C e la variazione di tensione di uscita sono:

$$V_C = \frac{I}{C} t = \frac{V_{cc}}{R + R_1} t \qquad (16)$$

$$\Delta V_u = A V_C = \frac{A V_{cc}}{R + R_1} t \qquad (17)$$

La relazione $\varepsilon = (1/2)(t/\theta)$, permette il calcolo dell'errore di linearità, essendo t ricavata dalla (17) e θ' dalla (14):

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \frac{\Delta V_u}{V_{cc}} \cdot \frac{1}{A} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R}\right) \cdot \left(1 - A + \frac{R}{R_i}\right) \qquad (18)$$

Non avendo C_1 un valore infinito, se ne tiene conto nella relazione (19):

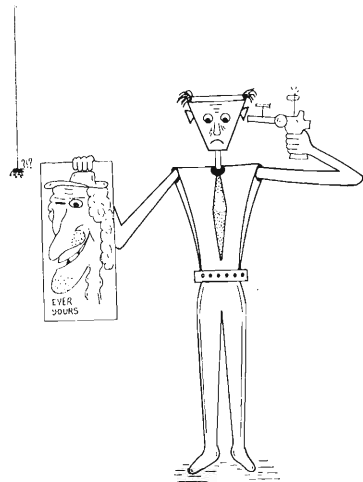
$$\varepsilon = \frac{1}{2} \frac{\Delta V_u}{V_{cc}} \cdot \frac{1}{A} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R}\right) \cdot \left(1 - A + \frac{R}{R_i} + \frac{C}{C_1}\right) \qquad (19)$$

Il maggiore difetto del circuito della fig. 15 è che la resistenza R_1 limita la rapidità di carica del condensatore C_1. Se il condensatore C_1 non ha il tempo di ricaricarsi completamente durante il periodo di chiusura dell'interruttore I, la pendenza della rampa dipenderà dalla frequenza di ripetizione. Si rimedia a quest'inconveniente sostituendo R_1 con un diodo (fig. 16). Avendo il diodo una resistenza diretta bassissima, C_1 si può ricaricare rapidamente quando è chiuso l'interruttore I (in questo modo si ha inoltre il vantaggio di migliorare la linearità: il termine R_1/R della relazione 19 diventa trascurabile). Quando si apre l'interruttore, il diodo si trova polarizzato in senso inverso (se la tensione ai capi di C_1 ha già raggiunto il valore V_{cc}) ed è C_1 a fornire la corrente costante di carica di C.

Le relazioni (15) e (19), nelle quali $R_1 = 0$, sono ancora applicabili. Una dettagliata descrizione del funzionamento di questo circuito è data nell'allegato 3.

(continua al prossimo numero)

Una difficile indagine di Mr. Trigger

Drome Dario

Da oltre 12 ore, Mister Trigger leggeva e rileggeva il messaggio cifrato posato sul tavolo davanti a sé e che suonava così: « Sedicesimo secolo avanti Cristo o dopo Cristo. Se all'occaso, tra rossi vapori, metti il naso nel quarto caso evita la voce del cavallo, lussuriosa e crudele ». L'accozzaglia di parole, l'indeterminazione eccessiva della data e la mancanza di senso potevano indurre a ritenere che si trattasse di un rompicapo fatto per celia, privo di significato. Ma non così la pensava Mr. Trigger, che intravvedeva nelle sconclusionate espressioni, l'orribile attività di una misteriosa banda di ferocissimi criminali.
Parlando a se stesso Mr. Trigger andava dicendo: « Qui si parrà la mia nobiltade! Se riesco a smascherare questi loschi dinamitardi, consegno il mio nome alla storia, dalla quale verrano per sempre cancellati i nomi dei più celebrati detectives. Comincerò con l'erudirmi sugli avvenimenti di quei $\pm$ 16 secoli centrati sul 25 dicembre dell'anno Zero per convenzione. Poi sprangherò la porta e la finestra al calare del sole. In quanto al quarto caso, si tratta indubbiamente dell'accusativo, che per l'appunto segue il nominativo, il genitivo e il dativo. Interrogherò i buoni (ma non troppo) villici per documentarmi sulle leggende di cavalli fantasma, di galoppi notturni di equini invisibili, che uccidono con il solo loro fantastico scalpitare ». Non possedendo un computer, il passaggio all'esecuzione del suo piano d'indagine si manifestò subito irto di difficoltà: gli occorrevano almeno 25 biblioteche tipo ambrosiana per la raccolta del materiale documentario storico; fatta che si fosse una cultura da rischiatutto, come avrebbe connesso i fatti con l'enigmatico messaggio? Abbastanza semplice era l'impedire che i rai di Febo al tramonto indorassero l'ambiente. L'accusativo non sembrava avere applicazione se non nel senso di farsi accusatore dei criminali. La voce del cavallo era certamente l'elemento più concreto, dove uno spirito temprato alla stupefacente acutezza di indagine, trovava il mezzo di estrinsecarsi.
Dopo altre 12 ore di meditazione profonda, Mr. Trigger si convinse che invece di « caso 4° » doveva leggere « vaso 4° », al che, esaminati il portafiori, la scodella e il calamaio, si trovò al cospetto del facente funzione della fognatura, e vi mise pure il naso (su suggerimento del messaggio diabolico), ma senza risultati ragguardevoli dal punto di vista poliziesco.
La situazione a questo stadio sembrava essere giunta ad un punto morto, ma qui avvenne il miracolo; come facevano gli eroi greci stile Patroclo, Aiace e Telamonio per uscire da situazioni critiche? Semplicissimo, invocavano un deus o una dea (Palla era specializzata nei soccorsi stradali di pugnaci Achei, celata entro una nuvola, e Mr. Trigger le palle le aveva propizie), che accomodavano ogni cosa in un battibaleno. Fu così che, agendo in stato ipnotico, Mr. Trigger scrisse la data in questo modo: XVI sec. a.C. o d.C. e rimase meravigliato della lampante evidenza con cui ora si presentava. La lesse ad alta voce, così: 16 secondi c.a. (corrente alternata) o d.c. (corrente continua).
In vena di svelare misteri, pensò che le cifre XVI potevano essere scritte separate, così: X VI, orbene V è il simbolo dei volt e I indica la corrente, cioè gli ampère. Allora, quasi inconsciamente pronunciò l'espressione (che non era per nulla una data): 10 Volt Ampère/sec. c.a. o d.c., dunque si trattava di una potenza elettrica alternata o continua. Sfruttando le sue virtù divinatorie, considerò il naso e il caso 4°; quest'ultimo gli ricordò la formula del solfato di calcio: $CaSO_4$. Per associazione di idee, gli venne fatto di scrivere « naso » così. NaSO, aggiungendo gli indici delle valenze, ecco il simbolo Na_2SO_4, il solfato di sodio! Mettendo il naso (Na_2SO_4) nel caso 4° ($CaSO_4$) si sarebbe ottenuto il solfato doppio di calcio e sodio. Era dunque una reazione chimica, che sarebbe stata agevolata se compiuta in istato di dissociazione elettrolitica in voltametro richiedente alimentazione di 10 VA/s.
Restava pure sempre, se anche un gran passo avanti si era fatto, da interpretare « la voce del cavallo lussuriosa e crudele ». Anche questo enigma si sciolse più rapidamente di quelli proposti dalla principessa di gelo e di morte. Qual è il suono emesso dal cavallo? Il nitrito; come è noto i nitriti sono sali dell'acido nitroso. Mr. Trigger sentiva che gli mancava ancora un anello per completare la collana; quell'anello doveva forzatamente essere contenuto nei « rossi vapori ». Quale sostanza o gas emette vapori rossi per eccellenza? l'ipoazotide, la cui formula è NO_2 residuo dell'acido nitroso e che in presenza di sodio avrebbe potuto dare il nitrito di sodio. Ma perché « lussuriosa e crudele »? Questi due aggettivi potevano essere sostituiti da un unico qualificativo: sadico. Orbene, a chi sentendo parlare di nitrito **sadico,** non viene in mente il nitrito **sodico?** In conclusione, il messaggio cifrato era una ricetta per la preparazione del solfato doppio di sodio di calcio [$Na_2Ca(SO_4)_2$] con la raccomandazione di evitare la presenza di vapori nitrosi.
Ora qualcuno si domanderà come fece Mr. Trigger, per solito abbastanza ottuso, a penetrare questa intricata rete di enigmi.
C'è una spiegazione anche per questo mistero (Pallade a parte): gli aveva detto tutto il signor Dario Drome autore di questa novellina; diversamente Mr. Trigger non ci sarebbe mai arrivato (come i nostri lettori, ammesso che ce ne siano). Il compito di Mr. Trigger non si esauriva con l'interpretazione del motto sibillino, anzi cominciava proprio qui: doveva sgominare i delinquenti. Architettò perciò una trappola mai pensata per costringerli a palesarsi: compilò un avviso economico per il quotidiano più quotato. Eccone il testo: « Possiedo ricetta. Sperimentatore, amministratore accumunereimi con sicura anonima guerrieri dinamitardi ».
Pensando, a ragione, che un simile avviso avrebbe destato qualche suspicione appo la questura, ebbe la geniale idea di abbreviare tutte le parole, con la certezza che i criminali l'avrebbero esattamente interpretato, esperti come erano di enigmistica. Ecco il testo preciso che venne pubblicato: « Poss. ric. - Sper. am. acc. con si. an. guer. di. » scrivere a...
L'indomani Mr Trigger ricevette un plico raccomandato contenente la foto che qui riproduciamo, accompagnata dal seguente amoroso messaggio vergato su cartoncino azzurro: Interpretato al volo tuo messaggio: « Possidente ricco, speranzoso amore, accaserebbesi con signorina anziana, guercia, disagiata ».
Trovati con un fiore violaceo all'occhiello presso il pantano dei girini, dietro il letamaio. Ti amo disperatamente; tua per la vita; ove mi attacco muoio! — Smeraldina Centenari.

Amplificatore FI video innestabile con demodulatore video moltiplicativo

E. Schatter - M. Rehak - a cura di A. Rovelli

In questo articolo preparato in collaborazione dalle ditte Siemens (Monaco) e Grundig (Führt) viene presentato un interessante schema di amplificatore FI video, che è di costruzione modulare innestabile e che si può rapidamente ricambiare nell'espletamento del servizio tecnico, senza dover effettuare alcuna regolazione. Il cuore è formato dal nuovo circuito integrato TBA440. Questo rappresenta un amplificatore a larga banda regolabile con un mescolatore moltiplicativo accoppiato in c.c., che viene usato qui al posto di un convenzionale rivelatore a diodo per la demodulazione.

I circuiti FI video integrati finora disponibili contengono per la maggior parte solo la sezione amplificatrice pura e semplice, oppure sono combinati con uno dei convenzionali rivelatori a diodo di tipo rivelatore somma o di cresta, funzionante da demodulatore. Un nuovo concetto sta alla base del circuito integrato tipo TBA440 (Siemens). Un amplificatore a larga banda regolabile è in esso integrato monoliticamente con un demodulatore video moltiplicativo, che ha due uscite video a bassa impedenza con segnale rivelato di polarità positiva e negativa. Oltre a ciò, il circuito comprende anche stadi ausiliari per il C.A.S. asservito e per la tensione di regolazione ritardata del sintonizzatore.

Un componente amplificatore FI video completo col TBA440, come quello adottato come modulo innestabile nei nuovi ricevitori di TVC a 110° Grundig, è pronto per l'allineamento e la taratura dei livelli con la semplice applicazione della tensione di lavoro e di un segnale ausiliario impulsivo (impulso di manipolazione). In conseguenza, nelle successive operazioni di finitura dell'apparecchio, come pure in un eventuale futuro ricambio del componente per il servizio tecnico, non è più necessaria alcuna regolazione supplementare.

Questo modulo, per le applicazioni di servizio tecnico, sarà disponibile ad un prezzo favorevole per il ricambio.

Fig. 1 - Schema a blocchi del circuito integrato TBA440.

Lo schema a blocchi del TBA 440

Le connessioni all'involucro DIP-16 di plastica, trascurando la conformazione topografica della scheda, sono collocate in successione ottimale per l'utente (fig. 1). I circuiti oscillatori di entrata e di uscita hanno la massima possibile distanza. Funzionalmente, i terminali interconnessi sono disposti vicini tra loro.

La sezione video riceve, attraverso il terminale 13, la piena tensione di lavoro di + 15 V. Tutte le altre sezioni vengono alimentate in tensione, attraverso il terminale 14, dove un diodo zener integrato (*ZD*) fornisce una tensione stabilizzata di 6 V.

L'amplificatore FI ad alto guadagno (V_1 V_2, V_3) corrisponde alla già nota esecuzione TBA400 (v. Bibliografia 1, 2, 3), completata con i trasferitori di emettitore d'entrata, che mantengono costante l'impedenza d'entrata attraverso il campo di regolazione. Il segnale FI è applicato simmetricamente e isolato da massa mediante i terminali 1 e 16. I primi due stadi amplificatori sono regolati dal C.A.S. Il 3° stadio, V_3, pilota il mescolatore *M*, l'amplificatore *B* ed una controreazione in corrente continua, che richiede un condensatore di blocco fra i terminali 2 e 15.

L'amplificatore limitatore *B* comprende, alle sue uscite, un circuito oscillatorio accordato sulla portante video, ai terminali 8 e 9. Il segnale prelimitato alimenta il mescolatore *M*, che serve da demodulatore. Il video segnale rivelato positivo viene addotto, attraverso il trasformatore d'impedenza *IW* al terminale 12 e attraverso lo stadio invertitore di fase *Ph-U*, al terminale 11. In questo modo, si ha a disposizione il corretto segnale video per tutti gli standard e per tutti i tipi di separazione del sincro dal video. Non è necessario un secondo demodulatore per i ricevitori a colori, perchè il demodulatore pilotato fornisce una quantità d'intermodulazione sostanzialmente minore rispetto ad un comune rivelatore di cresta.

L'amplificatore manipolatore TV è costituito da una porta *AND*. Esso dà luogo ad un impulso di corrente al circuito di regolazione nel terminale 4, quando è presente al terminale 7 un impulso negativo di riga e quando il video segnale, applicato al terminale 10 attraverso una resistenza, va sotto un valore di soglia.

Fig. 2 - Schema interno del TBA440.

Fig. 2a - Schema a blocchi dell'assieme ad innesto.

Poichè questo valore di soglia e le tensioni continue alle uscite video devono essere le più stabili possibili, sono stabilizzati contro le variazioni di temperatura mediante il circuito di compensazione TK. La tensione di controllo automatico di sensibilità al terminale 4 regola, attraverso l'amplificatore di regolazione *RV*, il guadagno degli stadi V_1 e V_2 e l'amplificatore del valore di soglia *SWV*, la cui soglia può essere regolata con la resistenza di compensazione al terminale 6. L'amplificatore di soglia è previsto per transistori *p—n—p* nel selettore di canali, come è il caso in generale in Europa. Il terminale 5 conduce alla base del transistore del prestadio del selettore e inizialmente non porta corrente. Il punto di lavoro del prestadio del selettore può così essere regolato indipendentemente dalla sezione FI. Quando si raggiunge la soglia, una corrente scorre dal terminale 5, cioè dalla base del transistore del prestadio del selettore verso il meno. L'amplificazione FI varia solo di 3 dB in tutto il campo di regolazione del selettore.

Il demodulatore video moltiplicativo

Poichè in un circuito integrato, il numero dei terminali condiziona più fortemente i costi di fabbricazione che l'importo del circuito, è molto desiderabile correlazionare molte funzioni all'interno. L'accoppiamento galvanico di un amplificatore FI video, come il TBA400, con un demodulatore a diodi è pure poco utile, perchè il rumore a frequenza video dell'amplificatore arriverebbe al terminale video, attraverso il diodo. Al posto di un convenzionale rivelatore a diodo, viene perciò qui adottato per la demodulazione un mescolatore simmetrico moltiplicativo. Con questa rivelazione, che richiederebbe certamente molti circuiti discreti, vengono convertiti nella sezione video, in seguito all'esclusione della portante, solo segnali, che hanno conveniente rapporto di frequenza con la portante. Il contenuto di rumore a frequenza video viene qui eliminato, grazie alla simmetria del demodulatore, per cui è possibile un accoppiamento diretto in c.c. fra amplificatore e demodulatore. Un ulteriore vantaggio offerto dal videodemodulatore moltiplicativo, in cui la portante separata dalla miscela dei

segnali e selettivamente amplificata viene addotta al mescolatore, e in conseguenza, solo una piccola intermodulazione può avvenire fra portante del colore e portante del suono, consiste in ciò che si risparmia il secondo demodulatore video nei ricevitori a colori. Per le stesse ragioni, anche i disturbi intercarrier della portante audio sono più piccoli che con un rivelatore a diodo. Dopo il 3° stadio FI, non controllato dal C.A.S., la miscela dei segnali FI s'inoltra dai trasferitori di emettitore T11 e T14, verso l'amplificatore T17 e T18 della portante e fino ai trasferitori di emettitore T15 e T16, che pilotano i transistori T26 e T29 in controfase nel demodulatore (v. fig. 2). I transistori T17 e T18 lavorano come prelimitatori per la portante FI e presentano ai terminali 8 e 9 un circuito oscillatorio accordato a 38,9 MHz come impedenza di carico. La portante, così rigenerata, viene applicata, attraverso il trasferitore di emettitore T19 e T20 al quartetto demodulatore T24, T25, T27 e T28. Con ampiezze di oltre U_{pp} = 200 mV, il quartetto viene praticamente inserito dalla portante. In funzionamento, si possono misurare ai capi del circuito della portante, 500 mV nel campo del bianco, 1,7 V nel campo del nero e dei sincronismi, per cui è assicurato un perfetto funzionamento del quartetto.

Se un segnale FI arriva al demodulatore, T26 in una delle semionde eroga una corrente, corrispondentemente all'ampiezza, più forte, che attraverso T24 (e T23) viene diretta verso il più. Contemporaneamente, scorre una corrente corrispondentemente minore nella resistenza di carico R46, attraverso T29 e T28.

La corrente nella R46 diminuisce anche all'aumentare dell'ampiezza della portante. In essa si genera un segnale video completo con impulsi di sincronismo diretti in senso positivo, segnale che arriva al terminale 12, attraverso gli inseguitori di emettitore T36 e T39. Attraverso uno stadio invertitore di fase (T37 e T38) si forma un segnale di polarità negativa, che è presente al terminale 11. Gli stadi ausiliari di regolazione, e cioè l'amplificatore manipolatore T52/T53 (che carica il condensatore elettrolitico al terminale 4, con impulsi di corrente, in fig. 1, attraverso il trasferitore di emettitore T51), l'amplificatore di regolazione T44 e l'amplificatore del valore di soglia (da T47 fino a T50), possono essere capiti anche senza una descrizione particolareggiata. La funzione del transistore T54 è comparabile a quella di un termistore: T54 eroga una corrente crescente all'aumentare della temperatura e compensa la tensione diretta del transistore di entrata di regolazione T52.

Il circuito d'entrata dell'assieme completo

Il gruppo completo FI video si suddivide in due stadi. Il primo comprende sostanzialmente un compatto filtro a 4 circuiti con induttanze stampate, mentre il 2° stadio presenta la sua sezione amplificatrice formata dal circuito integrato unitamente al necessario cablaggio esterno. I due stadi sono riuniti sopra una piastra stampata con piste di rame, a due facce e schermati mediante cappucci di alluminio separati. Una parete di fondo, in cui è saldato anche il cavo di collegamento con connettore coassiale al selettore, provvede alla corrispondente schermatura verso il basso. Al piede dell'assieme innestabile verticalmente, si trova un connettore lineare a 12 poli, che fornisce le necessarie connessioni al telaio. Il circuito d'entrata di questo componente modulare comprende uno stadio separatore T305 (fig. 2a o fig. 3). Esso evita reazioni dell'uscita del selettore sul filtro compatto a quattro circuiti predisposto davanti all'amplificatore integrato. L'accoppiamento dello stadio separatore al selettore si effettua perciò attraverso un filtro di banda a larga banda fortemente smorzato. Questo provvedimento assicura infine anche il comodo ricambio del gruppo FI o del selettore di canali, senza bisogno di alcuna ritaratura.

Il filtro di banda d'entrata prima dello stadio separatore non è senz'altro riconoscibile, poichè il circuito primario si trova nel selettore, mentre il circuito secondario è formato dal cavetto schermato di collegamento fra i gruppi selettore ed FI (fig. 3). Per aumentare la stabilità FI dell'amplificatore, questo cavo è doppiamente schermato. I suoi valori elettrici, come induttanza e capacità, vengono stabiliti con precisione dalle dimensioni meccaniche.

Con ciò, si ottiene, insieme con C300 all'entrata dello stadio separatore, una curva di risposta come in fig. 4. La lar-

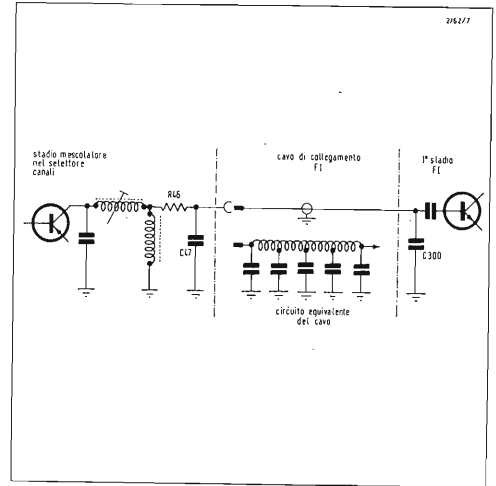
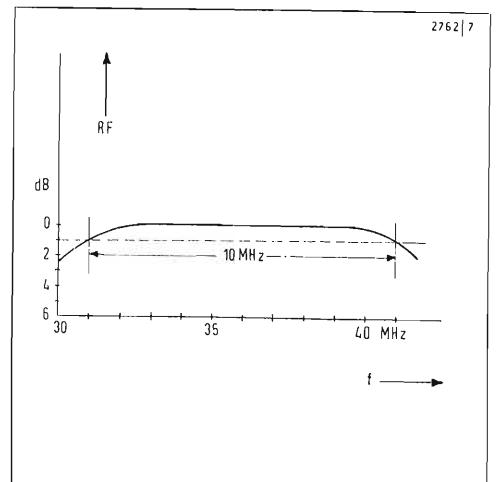
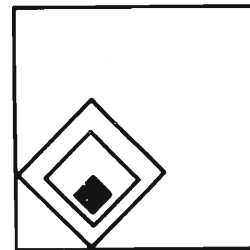



Fig. 3 - Accoppiamento fra il selettore di canali e l'amplificatore FI.

Fig. 4 - Curva di risposta del filtro d'entrata.

ghezza di banda del filtro, di circa 10 MHz, viene stabilita mediante C47, mentre si può regolare il necessario smorzamento per mezzo di R46. La bobina del circuito primario funge ad un tempo, insieme con R46 e C47, da passa basso per la soppressione della radio frequenza presente nello stadio mescolatore del selettore di canali.

Il filtro compatto a quattro circuiti

Questo filtro compatto è costruito come filtro a 4 circuiti accoppiati al punto basso, con le tre trappole a 31,9 MHz, 33,4 MHz e 40,5 MHz (fig. 5). Mentre la trappola audio del suono associato a 33,4 MHz è accoppiata solo lascamente, mediante C312, fra i primi due circuiti (attenuazione circa 30 dB), la trappola video del canale adiacente a 31,9 MHz è formata a ponte con resistenza di azzeramento (R308); la sua attenuazione è assai oltre i 60 dB. I condensatori C307 e C308 servono parimenti da accoppiamento per la trappola a 31,9 MHz e da capacità di accoppiamento di base per i circuiti 21 e 22.

La fig. 6 mostra il modo di funzionamento. La frequenza 31,9 MHz nel punto *A* ha una determinata fase e arriva, attraverso C307 alla presa del circuito accordato 25. Qui nasce una tensione di risonanza spostata in fase di 90° rispetto ad *A*. Dal punto *B*, questa frequenza raggiunge il punto *C*, attraverso C308, ciò che comporta un ulteriore sfasamento di 90°. Attraverso R308, arriva al punto *C* anche una tensione applicata in fase diretta, la cui grandezza è determinata da R308. Se le due tensioni hanno uguale ampiezza, si equilibrano a motivo della loro opposizione di fase; al punto *C* non può esserci alcun segnale a 31,9 MHz e pertanto questa frequenza non può raggiungere l'amplificatore. Allo stesso modo, lavora la trappola del suono del canale adiacente per la frequenza 40,4 MHz (fig. 7), solo che qui la rotazione di fase non avviene per mezzo di condensatori, ma mediante le induttanze L3 e L4.

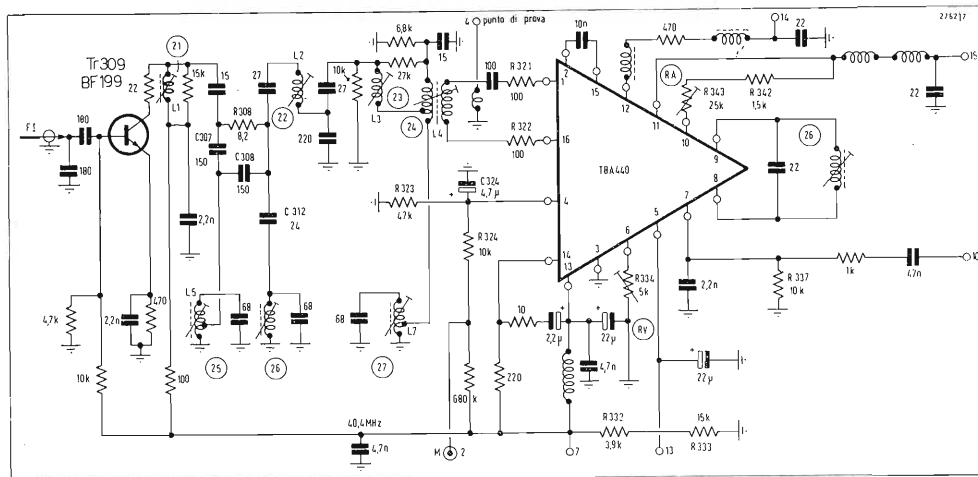
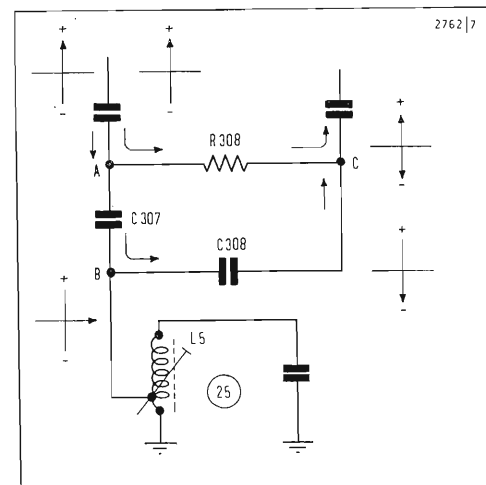
I circuiti 22 e 23 formano anch'essi un filtro di banda accoppiato di base (punto basso), che determina decisamente la larghezza di banda totale dell'amplificatore FI. Nei circuiti 23 e 24 vi è un accoppiamento induttivo di base, attraverso le due induttanze parziali di L4 e L7. Si è scelto questo dispositivo per via dell'accoppiamento della trappola a 40,4 MHz, affinchè le loro punte di sopraelevazione cadano entro la curva di risposta, il che torna utile ai fini dell'estensione della banda trasmessa dall'amplificatore. Sul supporto del nucleo della bobina L4 (24) si trovano due bobine avvolte accoppiate. Una serve da punto di misura, l'altra come bobina di accoppiamento per il circuito integrato. Qui bisogna rinunciare ad una bobina di accoppiamento stampata economica, perchè bisognerebbe costruirla bifilarmente con la bobina del circuito accordato, per ottenere il necessario accoppiamento.

Una bobina bifilare è anche affetta da eccessiva capacità tra gli avvolgimenti, il che introdurrebbe dissimmetrie troppo gravi nella bobina di accoppiamento e avrebbe come conseguenza un pilotaggio dissimmetrico dell'amplificatore integrato differenziale. Inoltre andrebbero così perduti anche i vantaggi dell'autoneutralizzazione, vantaggi che si hanno con il pilotaggio simmetrico. Oltre a ciò, ci sono minori reazioni interne, migliore stabilità rispetto alle reazioni statiche e alle irradiazioni disturbanti, che quando arrivano con la stessa fase all'entrata, si annullano in un amplificatore differenziale.

Fig. 5 - Schema elettrico dell'assieme completo.

Fig. 6 - Schema funzionale del circuito trappola del video del canale adiacente.

Il cablaggio esterno nella sezione integrata dell'amplificatore

Le due resistenze R321 e R322 (fig. 5) hanno il compito di smorzare le risonanze fra la bobina di accoppiamento e l'entrata del circuito integrato.

Il suo rapporto L/C determina le proprietà di sintonia dell'apparecchio e l'intermodulazione del demodulatore. Il valore ottimale si ha con una capacità in parallelo di 22 pF. Così, l'accordo si comporta all'incirca come con un convenzionale demodulatore e l'intermodulazione come con un buon amplificatore FI a colori comune con trappola supplementare del suono associato prima del demodulatore. Contemporaneamente, il segnale FI audio ottenuto è essenzialmente migliore che con un rivelatore a diodo.

Le due uscite video si trovano ai terminali 11 (negativo) e 12 (positivo) e sono filtrate da passa bassi per attenuare i residui della FI e delle sue armoniche. Il segnale video è presente ai terminali 15 (negativo) e 14 (positivo) del connettore a striscia dell'intero assieme. Una frazione della tensione video negativa viene applicata, attraverso R342 e il compensatore R343 all'entrata della tensione di regolazione (terminale 10 del circuito integrato) del C.A.S. manipolato. Il relativo impulso di manipolazione di ampiezza $U_{pp} = -6$ V è presente sul terminale 7. Per poter inserire il componente ad innesto tanto nei circuiti riceventi con tubi elettronici, quanto senza tubi, è stata introdotta la resistenza R337, che riesce a bloccare lo stadio manipolatore anche senza l'impulso di manipolazione. In tal modo, il generatore della tensione di regolazione può funzionare subito e l'amplificatore si autoregola sul valore di punta. Quando interviene l'impulso manipolatore, lo stadio di manipolazione viene sbloccato dalla parte positiva durante la corsa di andata di riga, per cui l'amplificatore è regolato solo ancora durante gli impulsi di sincronismo, quando lo stadio manipolatore è nuovamente bloccato dalla parte negativa.

Al terminale 5 viene prelevata la tensione di C.A.S. per il selettore di canali, tensione che viene portata al terminale 13 del connettore a striscia. Il divisore di tensione R332 e R333 determina il punto di lavoro del selettore.

La tensione di C.A.S. del selettore è regolabile con il compensatore R334, che si trova al terminale 6. La tensione di C.A.S. dell'amplificatore FI può essere misurata sul terminale 2 del connettore a striscia del gruppo.

Qui si può anche applicare una tensione variabile fino a 3 V per la taratura dell'amplificatore, per poterlo regolare manualmente.

Questa tensione arriva, attraverso la resistenza di disaccoppiamento R324 al terminale 4 del circuito integrato, dove si trova anche il filtro per la tensione di C.A.S. (R323, C324).

Dati tecnici dell'amplificatore FI video ad innesto

Tensione di alimentazione di lavoro 14 ÷ 15,5 V.

Assorbimento di corrente 55 ÷ 75 mA.

Sensibilità ≦ 15 μV per video segnale 1 V.

Max tensione di entrata 50 mV_{eff}.

Max tensione di uscita U_{pp} ≧ 6 V.

Campo di regolazione ≧ 60 dB.

Dimensioni 108 mm x 33 mm x 70 mm.

Cavo di collegamento FI 460 mm di lunghezza.

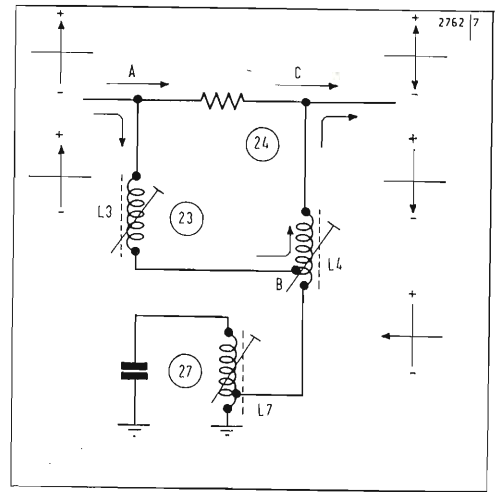



Fig. 7 - Schema funzionale del circuito trappola del suono del canale adiacente.

Bibliografia

1. Kriedt, H., Schatter, E.: Amplificatore FI video con circuiti integrati. Funkschau 1970, n. 9, pag. 261. (in tedesco).

2. Schatter, E.: TBA 400/410/420 - Studio di un amplificatore FI video con prestazione ottima di C.A.S. e di alta sensibilità (in inglese). Convegno Internazionale sui progressi della microelettronica. Parigi 6 ÷ 10 aprile 1970, tomo 2, pag. 901.

3. Siemens Datenbuch 1971/72. Circuiti integrati a semiconduttori.

da Funkschau - n. 4 - 1972

Dalla scoperta delle leggi dell'armonia alla teorizzazione della formula di composizione musicale

(ultima parte)

I. Graziotin

VIII - La musica come organizzazione di forze, di impulsi, di disposizioni - La formula generale dell'espressione musicale

1. Riassunto degli articoli precedenti

Nel primo articolo (*) si dà anzitutto notizia della recente costruzione in America, di un apparecchio sintetizzatore dei suoni, capace di creare ogni timbro concepibile, ogni suono, compresa, naturalmente, la voce umana, e della costruzione, avvenuta qualche tempo fa, di un apparecchio compositore ed esecutore di musica, il Rhytmicon, capace di realizzare forme musicali come il « Drumming » aborigeno africano.
Si sviluppa, quindi, rapidamente una visione storica: si accenna a Pitagora, si esaminano bene le intuizioni di Eulero circa il problema della consonanza e della natura prima dei suoni, intuizioni che precorsero l'enunciazione delle leggi fondamentali dell'eufonotecnica, si accenna a Helmholz, alle sue teorie sui battimenti, ad altri e, infine, ai recenti studi del Righini.
Quindi si enunciano le quattro Leggi base dell'Eufonotecnica: 1° la Legge del denominatore; 2° la Legge del m.c.m.; 3° la Legge della proporzionalità agli impulsi: 4° la Legge fisiologica della perduranza.

Nel secondo articolo (**) si tratta della dissonanza di relazione, rimandando all'Appendice lo sviluppo dei calcoli necessari per arrivare ai detti valori.
Quindi si fa un esame storico-evolutivo dello sviluppo del problema e dei risultati conseguiti dall'uomo fino ad oggi. Si chiarisce così come si sia preferita una scala temperata, e precisamente una scala temperata a 12 suoni.

Nel terzo articolo (***) si parla delle unità di misura eufonotecniche, del diagramma eufonometrico, dell'altezza di natura prima. Si considera anzitutto come i vocaboli qualificanti la musica siano tutti analizzabili nella loro struttura psicologica e riducibili a un certo numero, esattamente 23, unità di misura elementari, organizzate nel diagramma eufonometrico. Si mostra quindi come la quantificazione delle unità avvenga attraverso misurazioni semplici, formule e calcoli, e come con tale procedimento tecnico sia possibile asserire se un dato sviluppo di suoni nel tempo è musica o meno e, in caso positivo, a quale tipo di musica appartenga.
Si esamina poi la tabella dell'Altezza di natura prima, mentre nell'Appendice si sviluppano i calcoli corrispondenti.
Si considerano infine brevemente le applicazioni possibili.

Nel quarto articolo (****) si tratta della materia come origine delle onde sonore, del timbro, della omogeneità e della leggerezza dei suoni, degli strumenti musicali tradizionali e moderni, dello strumento totale.

Si considera la necessità di esaminare con spirito di classica razionalità e di sintesi i problemi delle oscillazioni elementari molecolari, utilizzando la più moderna conoscenza raggiunta dai ricercatori nel campo.

Si riportano le leggi del moto oscillatorio pendolare e si esamina come applicarlo ai reticoli molecolari.

Si studia, in accenno, il caso particolare delle corde musicali.

Poi si esaminano i fenomeni di riflessione, riverbero, interferenza, somma, battimenti, terzo suono, risonanza, dipendenti dalla forma complessiva del corpo i cui reticoli molecolari sono in oscillazione e dall'ambiente in cui esso è posto. Si considerano le onde stazionarie e le onde di propagazione. Poi gli strumenti a fiato, le casse armoniche, le sale di audizione, la cavità orale. Quindi si esamina la formazione delle onde sonore per azione di un mezzo oscillante comandato, la possibilità di sommare, sottrarre e di effettuare altre operazioni a priori sulle oscillazioni, e il problema della stereofonia. Infine si esaminano le vaste possibilità di realizzazioni dell'avvenire.

Nel quinto articolo (*****) si sviluppano i seguenti argomenti: determinazione della basale utile o percepita; considerazioni circa le basali successive o di fondo, circa l'andamento delle basali nel tempo e l'avvicendarsi delle basali in funzione utile; definizione e uso della bruschezza di passaggio dei valori istantanei di dissonanza di relazione e della bruschezza di passaggio dei valori successivi di natura prima; esame e utilizzazione delle variazioni dei valori dissonanziali e della natura prima; sviluppo teorico e applicativo circa l'altezza assoluta o posizione, il disserramento isocrono, extracrono monofonico ed extracrono polifonico, e circa la variazione dell'altezza assoluta; definizione e uso della velocità; distinzione tra la velocità musica e la velocità tempo; considerazioni circa la pressione o intensità e la variazione corrispondente; considerazioni circa il ritmo; impostazione del problema matematico della composizione musicale in generale; definizione della formula generale di composizione e delle formule di composizione dell'impostazione; descrizione del materiale di sviluppo applicativo utile alla creazione tecnica di una impostazione melodica; creazione tecnica d'una impostazione melodica come esempio applicativo.

Nell'Appendice dello stesso articolo si tratta della determinazione del grado di varietà di una caratteristica qualsiasi, determinazione utile in tanti sviluppi eufonotecnici; si enuncia il Principio di asserramento maggiore e il Principio di semplicità o facilità maggiore; si accenna alla necessità di una nuova notazione musicale.

Nel sesto articolo (******) si sviluppano i seguenti argomenti: definizione delle unità organizzative dell'opera musicale; considerazioni circa la dissonanza di relazione finale, semifinale, intermedia, circa l'impostazione e i parallelismi; distinzione tra i diversi tipi di parallelismo; definizione dei parallelismi di dissonanza, di natura, di posizione, di velocità, di pressione; considerazioni circa la formazione del ritmo; definizione delle formule della composizione dei parallelismi musicali;

(*) I - Cenni storici - *Le quattro leggi fondamentali dell'eufonotecnica.*

(**) II - *La dissonanza di relazione - Il principio di consonanza maggiore.*

(***) III - *Le unità di misura eufonotecniche - Il diagramma eufonometrico - L'altezza di natura prima.*

(****) IV - *La materia come origine delle onde sonore - Il timbro - La omogeneità, ecc.*

(*****) V - *La variazione di basale - La bruschezza di passaggio - La variazione, ecc.*

(******) VI - *Parallelismi di dissonanza, di natura, di posizione, di velocità, ecc.*

descrizione del materiale di sviluppo applicativo utile alla creazione tecnica dei parallelismi melodici; creazione tecnica di parallelismi melodici come esempio applicativo per il completamento di un breve brano musicale.
Nell'Appendice dello stesso articolo si definiscono i calcoli dei valori di esattezza di parallelismo di natura prima tra le 12 note della tredicesima (ottava) temperata, e si esemplifica opportunamente; si enunciano i Princìpi di parallelismo maggiore di dissonanza, di natura, di posizione, di velocità, di pressione.
Nel settimo articolo (*) si tratta della composizione musicale a sviluppo lineare, a sviluppo ramificato, a sviluppo selezionato; si descrive il compositore automatico di musica in generale, i vari tipi di compositore, i comandi del combinatore di polifoni, l'uso del suddetto e si accenna alla composizione eufonotecnica nell'avvenire.

2. La musica come organizzazione di forze, di impulsi, di disposizioni

Concluso coll'articolo precedente l'argomento specifico del compositore automatico di musica, chiudo col presente, ove tratto di problemi eufonotecnici generali ed essenziali, questa serie di articoli.
L'ascoltatore-amatore della musica considera i suoni musicali in ragione dello stato emotivo e di interessamento che tali suoni suscitano in lui. E noi sappiamo ormai che tanto minore è la difficoltà unitaria che l'ascoltatore deve superare perchè entrino in azione i suoi cicli calcolatori cerebrali, tanto più alta è, nel gioco di tutte le cause intervenenti, la spinta all'interessamento che sorge in lui.
Così come l'ascoltatore-amatore non considera la musica come fenomeno di più o meno difficile esame, pure non considera la musica come « organizzazione » fisica di forze, di impulsi, di disposizioni: altro aspetto reale e fondamentale.
Queste limitazioni, che l'uomo non si prospetta neppure di completamente abolire, perchè in questo stadio della sua evoluzione non ne è capace, gli impediscono di intelligere il fenomeno e così di padroneggiarlo.
Sì, è vero che l'uomo ha indagato circa la natura, la consistenza fenomenica dei suoni. È vero che ha indagato circa le regole di messa assieme o composizione dei suoni. Tuttavia non si è ancora prospettato il problema matematico del complessamento dei suoni intesi come attuazione di forze, di impulsi, di disposizioni equivalenti alle forze, agli impulsi, alle disposizioni che costituiscono la dinamica-geometria dell'individuo nel tempo.
Per l'eufonotecnico, invece, questo è il problema unico e totale. L'eufonotecnico analizza e usa, così, il mezzo d'espressione artistico per quello che è, non per quello che appare, cioè è capace di complessare, con processo cosciente, gli elementi che stanno alla base della corrispondente branca di complessamento della conoscenza.
Tale quale fa il chimico quando unisce un dato numero di elementi chimici, sapendo, a priori, ciò che ne uscirà. Tal quale fa il progettista di una macchina, il costruttore di una casa quando complessano nello spazio e nel tempo gli organi della macchina o il materiale da costruzione.
Accingiamoci, così, cogli occhi del fisico, dello psicologo, dell'artista a questo esame di sintesi.

3. Le forze

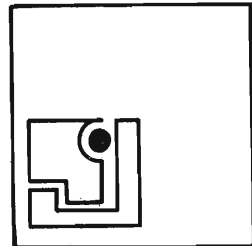
Non è possibile qui entrare in dettagli distinguendo le varie forze che si estrinsecano nella musica. Considererò questo argomento dopo aver esaminato tutti gli sviluppi teorici di base delle tecniche artistiche (eumorfotecniche) specifiche, perchè mentre queste tecniche sono diverse tra loro alla base, si unicono alla vetta. E si uniscono proprio perchè le forze comunque estrinsecantisi, gli impulsi, comunque concretati, le disposizioni, con qualunque « mezzo » disegnate, sono le stesse, diverse da caso a caso come valori quantitativi in ragione dell'espressione, diverse come mezzi materianti, ma sempre le stesse, compendiate tutte dalle stesse formule essenziali, misurate dalle stesse unità di misura.
Ora mi limito, pertanto, a dare alcuni esempi di forze sia semplici sia complesse.
— un tocco melodico su lieve ordito orchestrale sta a indicare il poco sviluppo delle forze sonore in tali punti della composizione;
— una musica fragorosa, intensa di melodie sovrapposte e di accompagnamenti sta a indicare molto sviluppo delle forze sonore in generale;
— una musica senza sospensioni, continua, interminabilmente, sta a indicare lo sviluppo delle forze sonore in determinato modo;
— una musica coi tempi larghi, note lunghe, con solennità e armonia ha certe forze sonore particolarmente sviluppate.

4. Gli impulsi

Così mi limito a dare alcuni esempi di impulsi, semplici e complessi.
— un prorompere di suoni repentino e nell'ambiente orchestrale appena tratteggiato, significa la presenza di un certo forte impulso;
— una melodia legata, a costante intensità significa la quasi assenza di impulsi di determinato tipo;
— un alternarsi di suoni e di pause, di note intense e di note deboli sta a indicare la presenza di diverse qualità e valori di impulsi sonori.

5. Le disposizioni

Così pure mi limito a dare alcuni esempi di disposizioni, semplici e complesse.
— una melodia iniziata e condotta per tutto il suo congruente ciclo fino alla conclusione armonica e chiudente il disegno posizionale, significa lo sviluppo di certe caratteristiche disposizionali, cioè di certe disposizioni;
— una melodia e una orchestrazione di suoni disarmonici, cacofonie, significa disposizioni provviste di date peculiarità;
— una musica di semplice lineare melodia ha le sue proprie particolarità disposizionali;
— una melodia complicata, ove i disegni melodici si accavallano ordinatamente, mentre gli accompagnamenti sottolineano, ha le sue proprie caratteristiche, cioè ha lo sviluppo di particolari disposizioni.
Che la musica sia un complessamento di forze, di impulsi, di disposizioni è facilmente constatabile.
Il difficile, invece, sta nell'aver l'idea esatta di che cosa si intende per forze ele-

(*) VII - *Il compositore automatico di musica.*

mentari, impulsi elementari, disposizioni elementari.
Tuttavia io non ho che da riallacciarmi al terzo articolo di questa serie, ove ho trattato proprio delle Unità di misura eufonotecniche e del Diagramma Eufonometrico: le quali unità di misura sono proprio quelle delle forze elementari, degli impulsi elementari, delle disposizioni elementari di cui qui si parla; e il quale diagramma eufonometrico è proprio quello abbracciante tutti i valori degli elementi eufonometrici, ovvero i valori di tutte le forze, di tutti gli impulsi, di tutte le disposizioni elementari.
Difatti le schedine delle caratteristiche non sono altro che le precisazioni dei limiti di escursione delle quantità delle forze, degli impulsi e delle disposizioni elementari, che devono essere rispettati, affinchè si realizzino le caratteristiche stesse.
È importante questo allacciamento e non è possibile che mi ripeta o propriamente estenda. Coloro che hanno la mente già preparata a questi problemi fondamentali capiranno. Capiranno tutta la vastità e l'essenzialità delle relazioni tra queste teorie e quasi tutti gli altri campi del sapere umano, e tutta l'influenza che questo apporto non potrà non esercitare sulla conoscenza tutta nell'avvenire più o meno vicino e più o meno remoto.
Coloro che trovano difficoltà a stabilire queste relazioni, sarebbe bene ci pensassero su, studiandosi questi articoli e le nozioni fondamentali delle scienze note dell'individuo.

6. Le formule di composizione musicale e il loro inserimento nella formula generale della espressione musicale

Tutti i calcoli sviluppati finora negli articoli precedenti circa la dissonanza, la natura, la posizione, la pressione, la velocità delle note, delle impostazioni, dei parallelismi, le formule di composizione considerate si inseriscono nei calcoli e nella formula più generale relativa all'espressione musicale.
Per rendere bene conto di ciò occorrerebbe definire ciascuna forza elementare, ogni impulso elementare, tutte le disposizioni elementari.
Non essendo questo ora possibile mi devo limitare alle considerazioni generali.
Si ha un diagramma di 23 valori, cioè il diagramma eufonometrico e i 23 elementi eufonotecnici.
A ciascun elemento corrisponde una formula più o meno semplice. Si determina ciascun valore di cui sopra effettuando particolari misurazioni sulla musica, impostando queste misurazioni nelle corrispondenti formule degli elementi eufonometrici, e risolvendo le formule stesse.
I valori rilevati o calcolati nelle unità di misura fonotecniche ed eufonotecniche finora considerati in questi articoli, devono essere usati nelle formule delle unità di misura eufonotecniche o elementi eufonometrici in quanto dette formule determinano proprio come devono essere manipolati quei valori perchè siano ricavate le forze elementari, gli impulsi elementari, le disposizioni elementari cercate. Cioè quelle forze, quegli impulsi, quelle disposizioni che, complessate determinano qualsiasi caratteristica musicale, qualsiasi espressione individuale, qualsiasi modalità animica.

7. La formula generale dell'espressione musicale

Ho già specificato in che consiste e quali riferimenti abbia. Il complesso di tutte le formule degli elementi eufonometrici costituisce il sistema delle formule ovvero la Formula generale dell'Espressione Musicale.
Mi rimane solo da sottolineare il fatto che questa formula generale padroneggia propriamente l'espressione musicale, che l'uso di essa, quindi, propriamente rende una qualsiasi predeterminata espressione musicale. Ecco il grande fatto.
Non solo si potrà tecnicamente comporre musica, ma si potrà, questo io asserisco in piena coscienza e con sufficiente conoscenza, si potrà render una qualsiasi espressione. L'espressione del momento d'ira di un uomo volgare, l'espressione della calma olimpica di un artista in contemplazione, l'espressione di una donna sensibile addolorata per una sciagura familiare, il pianto di un bimbo, l'ambizione di conquista di un dominatore, l'umile supplica di un mendico, il trambusto di una metropoli... Tutto ciò plasmando i suoni, o gli altri mezzi materiali d'arte, secondo le formule.
Con tutto questo, però, non d'un alito sarà menomato il primato dell'Artista, perchè tutta questa conoscenza, tutti questi mezzi teorici saranno sempre perfettibili, mentre l'Opera d'Arte è imperfettibile, perchè perfetta.
L'opera d'arte rappresenta il massimo di quanto può rendere l'uomo in una data epoca in perfezione di rappresentazione della sua Anima.
Mentre questi mezzi tecnici possono aspirare a tale massimo, come ogni conoscenza può aspirare al suo proprio massimo, ma per raggiungerlo hanno bisogno sempre dell'opera sottile e ultima dell'uomo, dell'Artista, vale a dire di quell'Uomo nel cui cervello i cicli di calcolo realizzano proprio quella perfezione di organizzazione che, per ragioni pratiche e teoriche, altrimenti non è attuabile ancora.
Solo in un lontano avvenire sarà possibile la creazione di automatismi capaci di comporre totalmente coi propri mezzi l'opera d'arte. Sarà realizzare l'automatismo corrispondente al cervello dell'Artista.
Ma, allora, l'Uomo sarà molto più evoluto di quanto lo è ora, che ha bisogno, oltre che del cervello, del cuore, cioè della propria organizzazione espressiva, per creare, dopo tanti sforzi l'Opera.
Tutti coloro che mi hanno fatto o mi vogliono fare l'osservazione dell'insopprimibilità e dell'insostituibilità dell'Arte, devono tener presente quanto da me sopra asserito.

8. La tecnica completa di composizione musicale e la relativa automazione

La tecnica di composizione musicale attualmente si deve limitare al compimento dei primi passi lungo questa nuova e rivoluzionaria direzione, che porta l'uomo verso la visione di sintesi della conoscenza, la quale gli permetterà, passaggio obbligato, di integrare in se stesso i molteplici aspetti della realtà, e così, di procedere nella sua evoluzione.
Questi primi passi nel campo dell'eufonotecnica consistono, anzitutto, nella realizzazione di combinatori di polifoni precalcolati, cioè nella composizione ramificata; quindi nell'uso coordinato della selezione comandata della qualità musicale instantanea; infine nella composizione in base alla formula generale del-

l'espressione, istante per istante, in modo da soddisfare il diagramma espressivo nel tempo.
Di quest'ultimo passo, tuttavia, non è possibile parlare specificando, perchè devo prima, come già dissi, esaminare tutte le arti alla base per arrivare, in tutte le arti assieme, all'esame delle forze elementari, degli impulsi elementari, delle disposizioni elementari.
Determinati i cicli cerebrali di calcolo, la tecnica normale di meccanica e, soprattutto, di elettronica permetterà, più o meno facilmente, di concretarli in tecnicismi, in automatismi.
Rimando, quindi, a suo tempo l'esame di questi argomenti.

9. Le altre arti come organizzazione di forze, di impulsi, di disposizioni con altri mezzi materiali

Le altre arti sono, in base a processi compositivi, plasmativi in tutto analoghi a quelli rapidamente esaminati con questa serie di articoli concernenti l'eufonotecnica.
Ciò può sembrare strano in quanto diversissime sono le « forme » con cui l'arte si concreta in un campo, rispetto alle « forme » con cui l'arte si concreta in un altro campo. Sembra strano a chi esamina superficialmente i fenomeni artistici.
Esaminando nell'ultima sostanza il suono di una musica, i treni o fronti d'onda dei fotoni emessi da una opera d'arte pittorica o scultorea, la mole di una architettura, la dinamica e la cinematica di un balletto, e così via, si riscontra sempre la massa in movimento, in determinato movimento, in movimento caratterizzato da formule sempre corrispondenti: il movimento della molecola di aria, del fotone, del corpo della danzatrice; oppure si riscontra la massa più o meno idonea al movimento, alla velocità del movimento, naturalmente a parità di impulso: la mole robusta e pensante di una costruzione dorica rispetto alla struttura leggera e femminile di un edificio ionico, la truculenza e la lentezza, arguibile, di un obeso e la sveltezza di un ipertiroideo, con formule statiche corrispondenti alle sopra considerate dinamiche.
Si riscontrano, poi, Princìpi di Unità di Quantificazione, quale che sia il mezzo quantificato, quale che sia l'arte intervenente. Quelle unità di quantificazione che stanno alla base di tante Leggi di Corrispondenza.
E le formule non sono solo relative alla massa in movimento, cioè alle forze e agli impulsi, bensì sono relative anche alle disposizioni di tali masse o corpi reciprocamente e nel tempo.
Entra, così, in gioco il fattore cerebrale o cogitativo nell'opera, mentre l'aspetto dinamico-cinematico costituisce il fattore emotivo, o affettivo-attivo, ovvero del sentimento e della volontà.
Sempre, quali che siano gli oggetti o i corpi disposti: siano essi successioni, o treni, o fronti d'onda di fotoni; siano essi complessi vibranti e diffondentisi di suoni; siano intrecci di righe, materiale di colori su un supporto, siano essi un volteggiare di uccelli, di aerei, di razzi; comunque.

10. Le formule dell'espressione delle altre arti e la formula generale della espressione artistica

Così ogni arte ha la sua formula generale dell'espressione, che non è altro che la copia della formula generale dell'espressione di un'altra arte, sorella, translata, dirò così, di tecnica di fondo, ovvero di materiazione.
Quindi vi è propriamente una Formula generale dell'Espressione Artistica che vale per tutte le arti.
Questa formula si collega, mediante il diagramma antropoindividuometrico alla dinamica-geometria, cioè all'espressione, vissuta dell'individuo, quale che sia egli, cioè a quale che sia specie appartenga.
Dalla formula generale espressiva artistica si scende, impostando in essa i dati relativi alla consistenza fenomenica del materiale strutturante l'opera, si scende alla Formula generale dell'Espressione della singola Arte.
Non è possibile aggiungere altro in questa sede e momento.
Ha, così, fine questo mio ciclo di insegnamenti.
Voglia l'intelligenza e la solerzia di Coloro che hanno in sè le qualità necessarie, attuare, con me, i primi passi lungo questa ardua traccia.

Italo Graziotin

Stereo a 4 canali

parte 1ª - Introduzione alla matrizzazione

G. Sharter - a cura di A. Rovelli

Questo articolo è genericamente intitolato « Stereo a quattro canali», perciò può riguardare una quantità di tecniche, in dipendenza di che cosa si voglia intendere per le parole « canale » e « stereo ». Strettamente parlando, lo stereo a quattro canali dovrebbe riguardare la tecnica di convogliare quattro canali idealmente indipendenti (o discreti) d'informazione, come esemplificato da numerosi registratori a nastro a quattro canali e più recentemente dalle testine di riproduzione del nastro quadrofonico. In questo caso si prendono le mosse da un nastro pilota a quattro canali e le sue quattro piste sono previste per riproduzione da altoparlanti situati a sinistra e a destra davanti, a sinistra e a destra dietro rispetto all'uditore. Una notazione pratica per significare questa situazione è 4—4—4, dove la prima cifra rappresenta il numero delle tracce sul nastro pilota, la seconda cifra rappresenta il numero di canali indipendenti di trasmissione e la terza cifra rappresenta il numero di canali riprodotti.

È evidente che sorgano difficoltà alla trasmissione di quattro canali per via radio o su disco.

Sono già state avanzate proposte per risolvere questi problemi e certamente altre continueranno a esserlo, ma dovrà passare un tempo non breve prima che siano superate tutte le difficoltà e normalizzate le tecniche. Si stima che sarà necessario un lasso di tempo di un quinquennio. Ricordiamo tra le soluzioni proposte quella per il disco quadrofonico della Victor Company in Giappone (JVC), per questa sono già state costruite apparecchiature dalla Matsushita (National) e dalla JVC stessa; anche la RCA pianifica di fabbricare dischi quadrofonici entro il 1972.

C'è un modo di superare le difficoltà di trasmettere quattro canali indipendenti, questo modo è la « matrizzazione ». In questa tecnica, i quattro canali vengono combinati in due, poi riformati per restituire quattro canali. Ciò si può fare senza ricorrere al sistema multiplex richiedente una grande larghezza di banda, ma il metodo soffre di diafonia fra i canali, che però non è necessariamente dannosa alla localizzazione dei suoni, come si vedrà più avanti. Usando lo stesso genere di abbreviazione simbolica prima introdotta, spesso si chiama 4—2—4 questa tecnica, nella sigla però l'ultima cifra non sta a rappresentare quattro canali indipendenti. Gareggiano in questa tecnica di codificazione principalmente la CBS, la Dyna, l'Electro Voice, la Nippon Columbia e la Sansui. Entrambi i sistemi 4—4—4 e 4—2—4 sono comunemente chiamati sistemi quadrofonici.

Sono anche stati proposti vari metodi per generare suoni attraverso quattro altoparlanti mediante un comune disco a due canali (v. per es. i riferimenti bibliografici 1 e 2). Nell'indicazione simbolica la sigla appropriata a questo sistema è 2—2—4. Con questa tecnica, i segnali possono essere distribuiti a quattro altoparlanti in un modo semplice, con i segnali differenza ($S - D$) applicati a due altoparlanti collocati posteriormente sfasati tra loro di 180° o di 90°, oppure con l'introduzione, in aggiunta, di una data entità di diafonia fra i due altoparlanti posteriori e talvolta anche fra i due altoparlanti frontali. La ragione è che mentre il suono riverberante viene registrato insieme col suono diretto, esso viene largamente mascherato dal suono diretto. A motivo del carattere incoerente del suono riverberante, non c'è cancellazione in un segnale differenza, il che significa che non sarà mascherato nella stessa misura. Le entità delle diafonie frontale e posteriore non sono necessariamente uguali. Con tre di questi sistemi, la diafonia può anche essere esclusa o inserita. I sistemi che forniscono un'uscita da quattro altoparlanti partendo dalla mediazione di due canali sono i seguenti:

Altre Case si interessano a questo problema, come la Gately, la Grundig, la Onkyo, la Toshiba, la National, la Nippon Columbia e la Skandia, ma o i dettagli dei loro sistemi non sono resi noti, oppure i loro sistemi sono stati variati e divenuti simili ad uno di quelli sotto indicati nella tabella. Non si sono riportati i nominativi dei fabbricanti che usano la semplice matrice di altoparlanti, perchè non ci sono differenze soggettive tra essi (Pye, Körting etc). Dischi codificati sono disponibili per alcuni di questi sistemi: Electro Voice (anche per gli apparecchi Zenit), Dyna, Sansui, Nippon Columbia, inoltre non si sa attualmente se siano stati fabbricati dischi codificati secondo altri sistemi. I dati nella tabella si riferiscono solo al caso 2—2—4 e non al caso codificato 4—2—4 (con i dischi codificati ci sarebbe diafonia frontale in tutti i casi menzionati). A questi sistemi 2—2—4 è data una quantità di nomi, come sistemi sonori quadralizzati e sinterizzati e, sebbene molta gente li chiami stereo a quattro canali, essi non sono certamente quadrofonici; una denominazione più appropriata potrebbe essere « stereo a quattro altoparlanti ».

Dei tre tipi di sistemi sopra menzionati, il 4—2—4 è ritenuto una battuta di arresto,

Fabbricante	frontale	Diafonia[1] dB	posteriore
Comune Matrice di altoparlanti	nessuna	'	0 (180°)
Dyna MkII	nessuna	'	6
Electro Voice[2]	14 ÷ 15	'	3
JVC	nessuna nessuna 8	' ' '	0[3] 6 6
KAI	21	'	0 (180°)
Pioneer	nessuna nessuna	' '	0 6
Sansui	3	'	3[4]
Sanyo	nessuna nessuna	' '	1,4 (180°) 1,4[3]
Trio/Kenwood	nessuna	'	3
Zenith	nessuna	'	2

(1) da sinistra a destra o da destra a sinistra soltanto;
(2) questa sistema è stato recentemente modificato;
(3) la relazione di fase dipende dalla frequenza (v. rif. 2);
(4) dipendente dalla fase di modulazione e dalla frequenza.

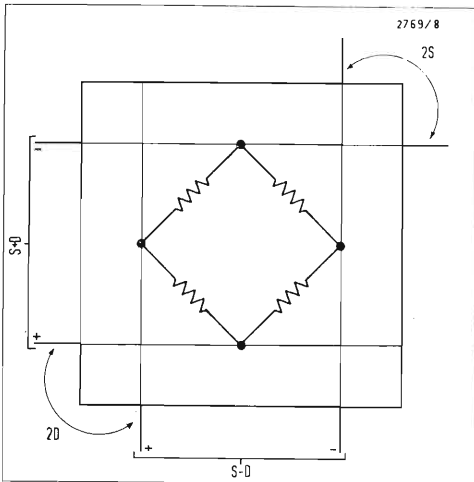
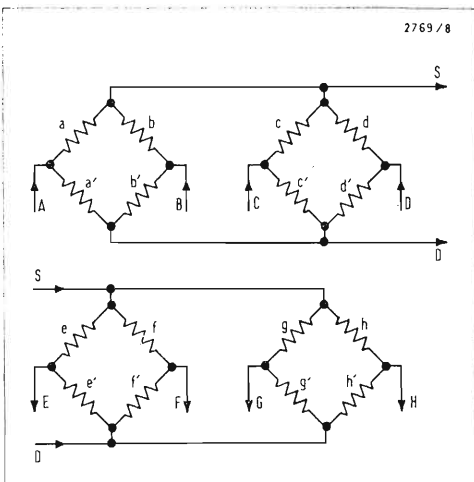



Fig. 1 - Una matrice è generalmente un allineamento d'intersezioni fra entrate ed uscite, con elementi connettori alle intersezioni. Questo semplice esempio rappresenta la matrice base usata nei decodificatori stereo, avente elementi resistivi.

Fig. 2 - Matrice di ampiezza generalizzata per immettere quattro canali di entrata in due canali di uscita. Ciascuna entrata è piazzata diversamente sulle due linee di uscita.

ma non sarebbe sorprendente se un sistema a matrice s'imponesse. Ma per accettare un sistema come standard, è necessario un rigoroso programma di convalida (poichè non ci si trova mai d'accordo quale sistema sia soggettivamente il migliore); diciamo la valutazione tecnica attualmente edita da un sotto comitato di recente istituzione dell'Associazione delle Industrie Elettroniche (S.U.A.) e la valutazione soggettiva pianificata brevemente da John Mosely degli «Studios» di Comando di Londra. Può darsi che occorra molto tempo prima che si raggiunga una decisione, che liberi le Case discografiche dal problema di scegliere un sistema di quadrofonia. Questo problema non deve turbare l'acquirente di apparecchi di consumo; si potrà portare a conoscenza del pubblico il nuovo mezzo, solo quando sarà stato progettato un decodificatore universale e la sua produzione sia avviata. Una ditta (Electro-Voice) afferma di avere una piastrina a circuito integrato per decodificare tutto il materiale matrizzato esistente senza commutazioni. Non sembra possibile progettare un decodificatore, che si adatti a tutti i sistemi in modo ottimale senza commutazioni, perciò (in mancanza di precise informazioni) si deve ritenere che tale c.i. non possa dare risultati ottimi con tutti i sistemi.

Che cos'è la matrizzazione?

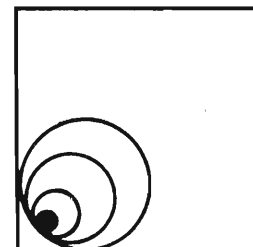
Dapprima bisogna chiarire che cosa significa « matrice ». In senso matematico è un dispositivo rettangolare di numeri, mentre in senso elettrico è generalmente un dispositivo rettangolare d'intersezioni fra entrate e uscite, con elementi, fra i tanti, normalmente funzionanti da codificatore o decodificatore. Un esempio è fornito da un decodificatore binario-decimale, con semplici porte di diodi come elementi di connessione fra appropriate intersezioni. È forse più familiare il decodificatore stereo a matrice della radio, in cui ci sono resistori come elementi fra le intersezioni (fig. 1).

Nel caso che ci interessa, un codificatore avrebbe quattro linee di entrata e due linee di uscita. Evidentemente, i quattro segnali d'entrata devono essere messi sulle due linee di uscita in modi diversi, altrimenti diverrebbero inseparabili.

Gli elementi alle intersezioni devono essere reti con diverse attenuazioni, altrimenti potrebbero introdurre varie differenze di fase.

Se generalizziamo troppe cose, arrischiamo di ingolfarci in serie difficoltà algebriche. Consideriamo il circuito mostrato in fig. 2, dove le quattro entrate A, B, C, D_1, disposte sulle uscite S e D, con guadagni rappresentati da a, a', b, b' etc. Decodificando queste con un dispositivo analogo, abbiamo quattro uscite E, F, G, H, ciascuna derivata prendendo i segnali compositi S e D ed elaborandoli con guadagni differenti. Un'uscita generalizzata E deve assumere la forma $E = A(ea + e'a') + B(eb + e'b') + C(ec + e'c') + D_1(ed + e'd')$. Scrivendo le altre tre equazioni per F, G, H, è chiaro che la condizione, sine qua non, per combinare quattro segnali in questo modo è che i segnali provengano da tutte quattro le uscite, quando è presente una sola entrata. (In pratica, facendo alcuni coefficienti negativi si provoca cancellazione di alcuni termini, perciò i segnali provengono da tre sole uscite, per ciascuna entrata singola). Queste equazioni si riferiscono solo alla miscelazione di ampiezza, ma si possono ottenere matrizzazioni impiegando sfasamenti fra i canali o una combinazione delle due cose. La trattazione algebrica nel caso più generale può divenire complicata, per cui conviene semplificare prima di proseguire.

Una condizione necessaria, che semplifica la scelta dei coefficienti è che la potenza fornita nel modo a due canali da ciascuna entrata deve essere costante (o fornita da un segnale distribuito intorno a 360°; un potenziometro panoramico, che distribuisce un segnale fra due canali adiacenti dei quattro, in modo che la potenza totale è costante, sfrutta una legge seno-coseno). Inoltre, la costanza dell'uscita è desiderabile, quando si esplora panoramicamente intorno ad una cortina di quattro altoparlanti. Una altra condizione opportuna è che la diafonia tra le uscite desiderate e indesiderate risulta minimizzata se i coefficienti di decodifica o di riproduzione sono uguali ai coefficienti di codificazione. Con questi generi di ipotesi, possiamo scrivere le seguenti equazioni (come esempio di una semplice matrice di ampiezze):

$$S = aS_F + bD_F - aS_B - bD_B$$
$$D = bS_F + aD_F - bS_B + aD_B$$

dove S e D rappresentano i due canali di trasmissione; S_F, per esempio, rappresenta il canale d'entrata frontale sinistro e dove $a^2 + b^2 = 1$ costituisce la condizione di potenza costante. In seguito a decodifica, usando la matrice inversa, le equazioni sarebbero:

$S_F' = aS + bD$
$D_F' = bS + aD$
$S_B' = aS - bD$
$D_B' = -bS + aD$

dove S_F', ad esempio, rappresenta il segnale in uscita corrispondente all'entrata S_F. Sostituendo le equazioni relative ai segnali decodificati in quelle date sopra, si ottiene:

$S_F' = S_F(a^2 + b^2) + D_F \cdot 2ab + S_B(a^2 - b^2)$
$D_F' = D_F(a^2 + b^2) + S_F \cdot 2ab + D_B(a^2 - b^2)$
$S_B' = S_B(a^2 + b^2) - D_B \cdot 2ab + S_F(a^2 - b^2)$
$D_B' = D_B(a^2 + b^2) - S_B \cdot 2ab + D_F(a^2 - b^2)$.

Supponendo di volere che i due segnali indesiderati (D_F e S_B nell'equazione S_F') siano uguali (di modo che l'immagine risulta centrale, Fig. 3), si ha che $2ab = a^2 - b^2$. Una soluzione dell'equazione $2ab + b^2 - a^2 = 0$ è $a/b = \sqrt{2} - 1 = 0{,}414$, sostituendo questo valore nella relazione $a^2 + b^2 = 1$, si ha $a = 0{,}924$ e $b = 0{,}382$; da cui $2ab = a^2 - b^2 = 0{,}707$; allora le uscite finali sono:

$S_F' = S_F + 0{,}707D_F + 0{,}707S_B$
$D_F' = D_F + 0{,}707S_F + 0{,}707D_B$
$S_B' = S_B - 0{,}707D_B + 0{,}707S_F$
$D_B' = D_B - 0{,}707S_B + 0{,}707D_F$.

Un modo espressivo di disegnare la matrice di codificazione di questo esempio è indicato in fig. 4. La matrice di decodificazione sarebbe simile. Due modi opportuni di costruire il circuito della matrice di decodificazione sono mostrati in fig. 5.

Queste equazioni sono in realtà quelle del metodo di Scheiber per una delle prime matrici, che sono state descritte.

Possiamo fare altre considerazioni e si può visualizzare una semplice immagine geometrica per questo tipo di matrice usando la forma parametrica dell'equazione $a^2 + b^2 = 1$, cioè $a = \cos\theta$; $b = \operatorname{sen}\theta$. Questo ci permette di concepire i due canali di trasmissione come il risultato della composizione di 4 segnali d'entrata risolti su due assi ortogonali rappresentanti i canali di trasmissione, v. fig. 6. Ciò corrisponde al moto dell'utensile incisore o della puntina nel solco di un disco. Sebbene alcuni autori abbiano adottato questo principio come punto di partenza per spiegare la matrizzazione, sembra che tale principio tenda a confondere il lettore. Questo è un fatto specifico e non ha equivalente negli altri mezzi a due canali.

Proprietà delle matrici semplici

La diafonia in questo genere di matrice è infinita fra il canale desiderato e il suo canale opposto (cioè l'altoparlante disegnato con linea tratteggiata in fig. 3), perchè, per esempio, non c'è il termine D_B nelle espressioni di S_F'. Ma la diafonia fra il canale desiderato e i due canali adiacenti è $(a^2 + b^2)/2ab = 1/2ab$, ossia $(a^2 + b^2)/(a^2 - b^2) = 1/(a^2 - b^2)$, che, sostituendo i valori di a e b, dà $1/0{,}707$ equivalente a 3 dB, nel caso della matrice descritta. Ciò non è una bella cosa, ma non è così importante nella riproduzione quadrofonica, quanto in quella a due canali, perchè si usano nella localizzazione più di due altoparlanti. La diafonia fra i due altoparlanti frontali avrebbe un effetto deleterio sulla localizzazione fra i due altoparlanti frontali stessi, se vi fossero solo due altoparlanti. Ma in una disposizione quadrofonica, con un'entrata, che darebbe una immagine appena a sinistra del centro in un gruppo di due altoparlanti (7,7 dB di diafonia corrisponderebbero ad un campo ridotto a $\pm$ 12°), c'è un'uscita dall'altoparlante sinistro posteriore, tendente a spingere l'immagine ulteriormente in senso antiorario. Con un segnale frontale sinistro, vengono generate ampiezze eguali dagli altoparlanti a lato di quello frontale sinistro, il che conduce ad una buona localizzazione, v. fig. 7. Quando il segnale è a sinistra e dietro l'altoparlante anteriore sinistro, una semplice sostituzione nelle equazioni dimostra che mentre il livello dell'altoparlante sinistro posteriore è aumentato e il livello dell'altoparlante anteriore è diminuito, c'è un segnale nell'altoparlante posteriore destro e questo segnale è sfasato rispetto agli altri, fig. 7c. Ciò sposta ulteriormente l'immagine dal segnale in opposizione di fase. Come questa componente antifase influenza la localizzazione può essere messo in evidenza considerando la fig. 8. Articoli pubblicati sulla localizzazione sperimentale con più di

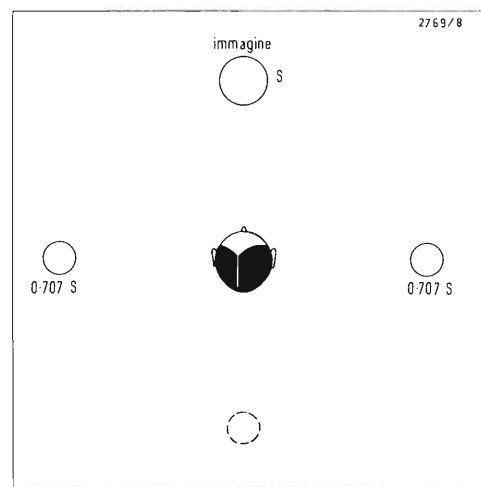
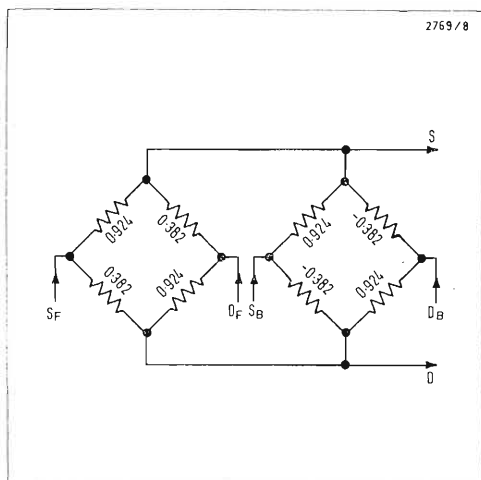



Fig. 3 - Si possono tollerare entità relativamente grandi di diafonia fra altoparlanti adiacenti, quando si localizza con più di due altoparlanti. (Ci sono pareri variabili circa il fatto che ciò sia valido per un ascoltatore disposto davanti a due altoparlanti e in mezzo fra questi. V. rif. 5).

Fig. 4 - Semplice matrice di codificazione trattata nel testo, che, con una simile matrice di decodifica, dà uguali uscite ai lati dell'altoparlante con l'uscita desiderata.

due altoparlanti ce ne sono pochi, o non ce ne sono affatto, ma possiamo farci un'idea di ciò che avviene, considerando due coppie diverse di tre altoparlanti in una cortina a tre altoparlanti. In fig. 8a si è voluto mettere in evidenza l'effetto degli altoparlanti con i segnali in opposizione di fase. Dalla fig. 8b, per risultato sperimentale, si può dedurre che per due altoparlanti rappresentati, l'immagine forma un angolo di circa 33° rispetto a *S*, indicato dalla freccia. Nella fig. 8c, l'immagine non è alla freccia tratteggiata, come sarebbe necessario per la localizzazione secondo la fig. 3a, ma è contenuta nell'area ombreggiata; è difficile mostrare la posizione precisa, perchè non ci sono dati esatti in questa particolare situazione di fig. 8c. Il fatto è che la presenza dei segnali antifase disturba la localizzazione.

Nel caso di segnale centrale posteriore, la cancellazione nelle equazioni per i segnali posteriori indica che l'immagine deve essere collocata davanti, al centro. Fig. 7d. Il segnale centrale posteriore, incidentalmente, la cui immagine è davanti, è minore di 7,7 dB (1,707/0,707) rispetto a un segnale centrale anteriore. Naturalmente, è impossibile ottenere un'immagine definita al centro posteriormente, perchè i due segnali posteriori sono in opposizione di fase (v. equazioni) e ciò impedisce la formazione dell'immagine.

Compatibilità

Considerando la riproduzione a quattro canali, è anche importante che i dischi matrizzati debbano dare risultati accettabili, se suonati attraverso un sistema convenzionale a due canali. La fig. 9a mostra i segnali, che devono essere applicati ai due altoparlanti. È evidente che se abbiamo solo un segnale frontale da riprodurre ($S_B = D_B = 0$), la diafonia è 0,924/0,382, ossia 7,7 dB, che per altoparlanti disposti a ± 30° dall'asse centrale stringe il campo da 60° a 24°[4]; per altoparlanti a ± 45°, da 90° ad approssimativamente 34°. Non molto compatibile! Ora, se S_B e D_B non sono zero e se $D_F = S_F = 0$, l'effetto dei segnali disuguali in antifase è di far scomparire parte del campo stereo dalla regione centrale e di estendere *in fuori* al localizzazione degli altoparlanti.

Il campo può estendersi a ± 90°; con segnali uguali in opposizione di fase e

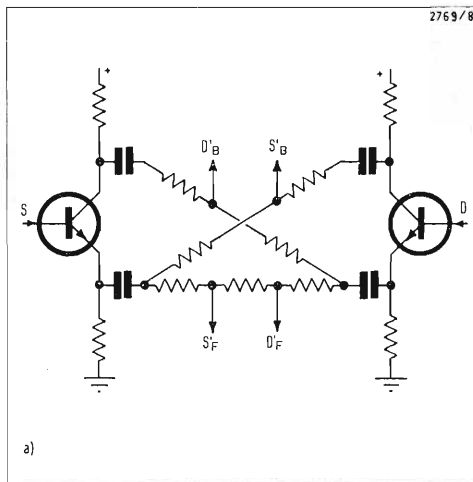



Fig. 5 - Due pratiche realizzazioni di una matrice di decodifica per la semplice matrice di codifica di fig. 4, e che utilizza transistori discreti (*a*), ovvero amplificatori operazionali (*b*).

* Due resistori 33 KΩ in parallelo.

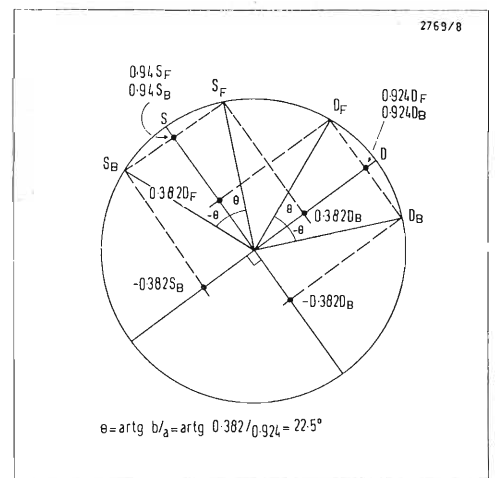
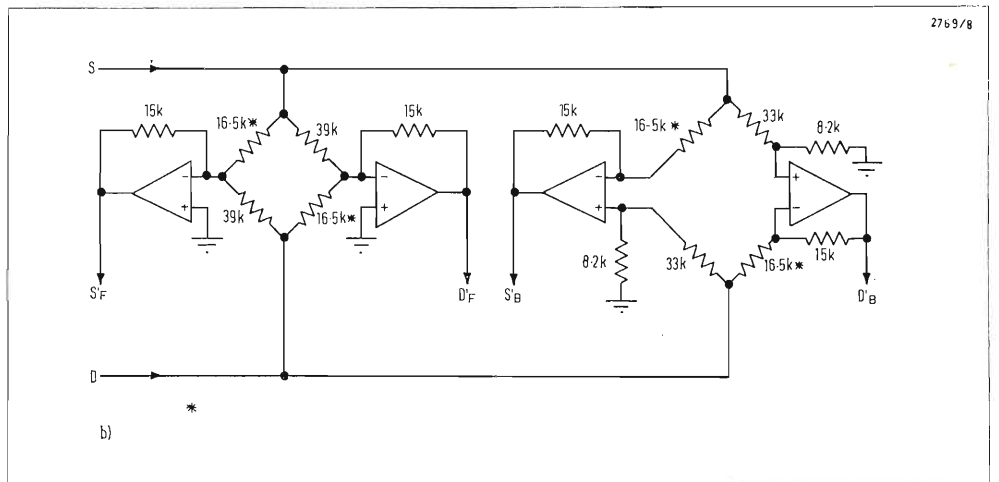



Fig. 6 - Visualizzazione geometrica del semplice metodo di codificazione di fig. 4, avente la proprietà di rappresentare il moto della puntina in un solco del disco. Le modulazioni sulle due pareti del solco sono rappresentate da *S* e *D*.

per $S_B = R_B$, il campo si estende a circa $\pm$ 53°. (Questi angoli sono validi, se l'ascoltatore è di fronte agli altoparlanti in antifase. Quando gli altoparlanti sono dietro, la larghezza apparente del campo può ridursi a un terzo della sua larghezza). Allora, per un programma che interessa tutti quattro canali, la larghezza percepita dipende dall'entità dell'informazione contenuta nei segnali frontali e di quella contenuta nei segnali posteriori, e ciò è nelle mani dell'editore-fabbricante. Ma anche se i componenti in antifase a campo largo possono servire a compensare le componenti in fase a campo stretto, il risultato evidentemente non è lo stesso come con un disco stereo convenzionale. Però è molto importante che questo sia un valido sostituto del disco a quattro canali, per una quantità di utenti, ad alcuni dei quali può piacere l'effetto antifase specialmente per il suono riverberante e gli applausi dell'uditorio. (L'applauso viene talvolta registrato in controfase per ottenere un effetto piacevole nei dischi convenzionali).

Nella riproduzione monofonica, fig. 90b, i segnali in antifase cancellano parzialmente i suoni posteriori riducendoli di 7,7 dB (1,306/0,542) rispetto ai suoni frontali; quando ciò avviene si verifica una grave deficienza nel sistema

In un prossimo articolo, si dirà come vengono superati gli inconvenienti di questa matrice semplice.

Fig. 7 - La localizzazione circolare a 360° non è possibile con la tecnica della semplice matrice. In questa figura, le frecce a tratto continuo mostrano la posizione percepita di immagini e le frecce tratteggiate mostrano le localizzazioni reali. I quattro rettangoli negli angoli a sinistra indicano le uscite desiderate e indesiderate di ciascun canale, che sono sommate nei diagrammi a destra. La presenza di segnali in antifase provoca errata localizzazione nel settore posteriore a 270°, come si vede in *c*). Esiste ambiguità d'immagine percepita al centro da dietro, il segnale sembra centrale davanti (*d*).

Fig. 8 - I segnali in opposizione di fase interferiscono con la localizzazione normale (fig. 3) nella situazione con tre altoparlanti (*a*). La coppia di altoparlanti pseudo sinistra dà un'immagine indicata dalla freccia continua (*b*), mentre la coppia pseudo-destra dà un'immagine localizzata ovunque entro l'area ombreggiata e non come indicato dalla freccia tratteggiata (*c*). L'uditore è indicato davanti ad un altoparlante per semplicità.

Fig. 9-a) - Compatibilità di un disco codificato, che impiega una semplice matrice con riproduzione a due canali. Il campo immagine per segnali frontali risulta ridotto, ma il campo per segnali posteriori risulta allargato in seguito allo sfasamento di 180°

Fig. 9-b) - Nella riproduzione monofonica, i segnali posteriori vengono soppressi relativamente ai segnali anteriori.

Bibliografia e note

1. Quadrofonia e video domestico alla mostra di Berlino-Wireless World, Vol. 77, ottobre 1971, pag. 486 ÷ 488.
2. Fiera Audio di Londra-Wireless World, Vol. 77, dicembre 1971, pag. 585 ÷ 588.
3. P. Scheiber - Quattro canali e compatibilità - J. Audio Eng. Soc. - Vol. 19, 1971, pag. 267 ÷ 279.
4. Angoli calcolati secondo i dati di H.D. Harwood in « Stereophonic Sharpness» -Wireless World, Vol. 74, 1968, pag. 207 ÷ 211.
5. Alcuni affermano che la localizzazione è la stessa quando l'ascoltatore è rivolto verso gli altoparlanti e in mezzo ad essi, come in fig. 3. Si ricordi però la regola del Bauer sul predominio della sorgente frontale e quella che il suono proveniente posteriormente rispetto all'ascoltatore viene per lo più udito dopo riflessione e che il suono ritardato non influisce sulla localizzazione in seguito all'effetto Haas. In questo articolo, si suppone che l'orientazione della testa entro 45° non abbia effetto.
B. B. Bauer, D. W. Gravereaux, A. J. Gust., J. Audio Eng. Soc.,Vol. 19, 1971, pag. 638÷646.

da Wireless World - gennaio 1972

Il Salone Internazionale Radio-TV di Parigi
Il rilancio del colore

Nostro servizio particolare

A. Banfi

Il Salone parigino della Radio-TV si è presentato quest'anno sotto un aspetto totalmente nuovo.
E ciò sotto vari profili. Anzitutto per la nuova sistemazione ed ubicazione nel recente quartiere parigino di « La Défense » (sobborgo di Puteaux), collegato direttamente col centro di Parigi (Place de l'Opera) con una speciale metropolitana, che percorre il tragitto senza fermate intermedie, nel tempo record di sette minuti.
L'immenso palazzo della Défense, è costruito con 3 piani sottoterra: il più profondo è a 54 metri sotto il livello del suolo, ed è servito da numerosi ascensori, montacarichi e scale mobili.
Il Salone della Radio-TV occupava tutto il piano terreno, mentre al piano sottostante era allestita una mostra di apparecchiature elettriche, automazione e calcolatori elettronici.
Con una imponente partecipazione della O.R.T.F. (La società francese della Radio-TV), quest'anno il Salone aveva tre scopi fondamentali: il lancio del 3° canale TV, il rilancio della TV a colori, una azione promozionale di potenziamento dell'industria elettronica.
La O.R.T.F. aveva allestito un grande studio per la ripresa di spettacoli di TV a colori, osservabile dal pubblico attraverso ampi cristalli a vetrina.
Queste trasmissioni apparivano inoltre sulle parecchie centinaia di televisori a colori presentati a profusione dai vari espositori: un'orgia d'immagini a colori.
Il Salone avrebbe potuto chiamarsi anche il Festival della TV a colori, tanto intenso era l'accento posto su quest'argomento.
Molti espositori allineavano delle sfilate di una ventina di TV a colori con notevole effetto di richiamo pubblicitario sui visitatori che potevano così apprezzare l'uniformità e la stabilità del colore sugli schermi dei televisori.
I televisori erano con schermi di varie dimensioni, dal 15 pollici al 25 pollici.
Ovviamente il sistema di trasmissione era il SECAM francese, ma dato che in alcune zone della Francia è possibile la ricezione di emissioni col sistema PAL da paesi confinanti, alcuni espositori

Foto 1 — Una visione interna del Salone Radio-TV di Parigi. E' chiaramente visibile la dovizia di televisori a colori in funzione: parecchie centinaia.

presentavano televisori in PAL alimentati da un « transcoder » da SECAM a PAL. In una tavola rotonda svoltasi durante lo svolgimento del Salone, sono stati discussi ed illustrati alcuni argomenti relativi all'attuale comportamento funzionale del sistema SECAM.
E tutto questo, nel quadro generale della campagna promozionale per il rilancio della TV a colori.

Per la cronaca dirò che era presente anche l'inventore del SECAM, Henry de France, il quale tra l'altro, nella sua qualità di presidente di una grande industria produttrice di televisori a colori, garantiva la qualità del prodotto con la sua firma autografa.

La partecipazione attiva della O.R.T.F., si esplicava inoltre con il varo del 3° canale, particolarmente dedicato alle tra-

Foto 2 — Un'altra visione del Salone Radio-TV, con l'affollamento del pubblico intorno ai televisori a colori: il « Festival del colore ».

Foto 3 — Henry de France, inventore del SECAM era presente al Salone parigino, e garantiva con la sua firma i TV costruiti da una grande industria di cui è presidente.

Il Salone Internazionale Radio-TV a Parigi

Foto 4 — La piccola telecamera a mano che in collegamento col video-registratore portatile costituisce un moderno complesso per riprese, in concorrenza con le cineprese.

Foto 5 — Un mini-video-registratore portatile a tracolla. Le sue dimensioni relative sono date dal pacchetto di sigarette « Gitanes » visibile in figura. In coppia con una piccola telecamera a mano, può sostituire vantaggiosamente una cinepresa da 8 mm.

smissioni di programmi a colori. Questo terzo canale inizierà ufficialmente le trasmissioni regolari di 3 ore giornaliere il 31 dicembre 1972, con programmi ad alto livello spettacolare.

Un altro settore molto interessante al Salone parigino era dedicato ai mezzi audiovisivi, ed in modo particolare ai complessi portatili di TV in circuito chiuso. La straordinaria, direi quasi incredibile, riduzione d'ingombro delle telecamere e dei video-registratori, ha posto tali complessi in aperta concorrenza addirittura con le cineprese da 8 mm.

Anzi l'immagine TV registrata sul piccolo video-registratore portatile a tracolla, presenta numerosi vantaggi nei rispetti del film: visione ed eventuale ripetizione immediata, costo minore, tempo di ripresa maggiore, possibilità ottiche di ripresa maggiori, ed altro ancora. Comunque, a giudicare dal materiale esposto, i progressi realizzati nel settore della TV in circuito chiuso sono veramente cospicui e determinanti negli svariatissimi campi di applicazione.

Un altro argomento d'attualità e di estremo interesse, presente al Salone Radio-TV era quello della televisione su cavo o teledistribuzione. Vari costruttori presentavano tutta una serie di apparati e materiali atti alla realizzazione di una rete di distribuzione via cavo di programmi televisivi autonomi al servizio di centri urbani.

La questione della TV su cavo è attualmente allo studio presso gli enti governativi di vari paesi.

Sempre nell'ambito dei materiali esposti a questo spettacolare Salone parigino va citata la larga partecipazione dei radioricevitori a modulazione di frequenza, molto diffusi fra i radioascoltatori francesi per la esistenza di speciali emissioni musicali e culturali France-Musique, France-Inter e France-Culture, con un pubblico numerosissimo.

Infine il settore dei complessi ad alta fedeltà, va ricordato in modo particolare per la varietà e l'abbondanza dei materiali esposti all'attenzione del grande pubblico degli amatori di musica seria che in Francia sono una legione e danno vita ad una attività commerciale di ampiezza insospettata. Tutte le finezze della elettroacustica, dall'incisione su disco, al magnetofono, erano magistralmente presentate in questa manifestazione parigina.

Notiziario

La TV a basso livello di luce aiuta la scoperta dei crimini

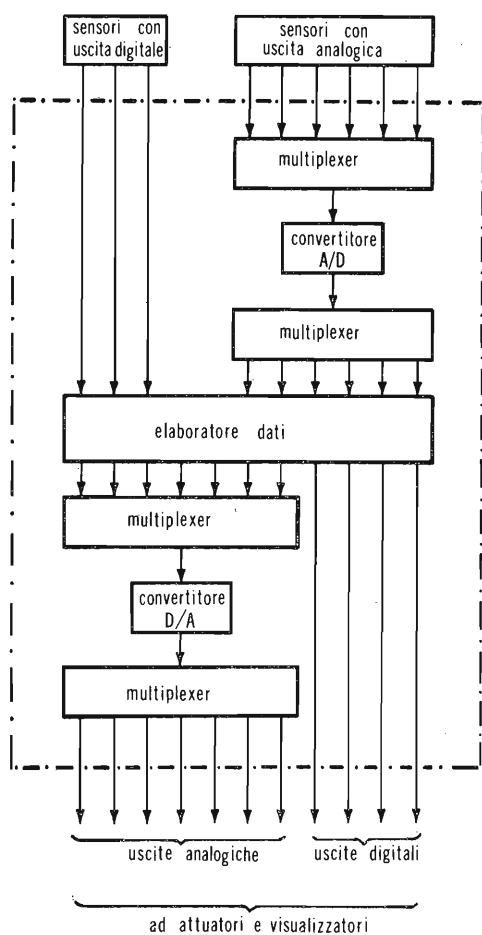
Il primo sistema di televisione negli USA a basso livello di luce, ideato per scoprire i continui crimini, è stato usato a Mount Vernon, New York, dalla GTE Sylvania Inc. e dalla polizia locale.
Questo sistema possiede due cineprese montate su pali di circa 7 m, funzionanti con qualsiasi tempo. Le cineprese sono connesse ai due monitori del quartiere generale della polizia tramite un cavo sotterraneo. In seguito il sistema riceverà un nastro di trasmissione televisiva di 24 ore che registrerà tutti gli incidenti « filmati » dalle cineprese.
Ogni cinepresa, montata su una torretta motorizzata, è controllata a distanza dal quartiere generale della polizia. Esse possono ruotare di circa 360 gradi, inclinarsi verticalmente di 120 gradi e puntare immediatamente sugli oggetti ad una distanza di circa 800 m. Con il programma pilota, le cineprese si concentreranno sull'area commerciale principale della città che misura più di 300 m di lunghezza e che ospita circa 100 negozi.
Il cuore del sistema a circuito chiuso è una cinepresa nuova che scopre facilmente e filma un uomo nel buio completo. Questa contiene una potente cellula sensibile che reagisce al livello di luce troppo basso per la vista umana. Se la scena è illuminata da una chiara luce, come ad esempio la luce del sole, un controllo automatico regola l'apparecchio di 13 kg per mantenere una chiara immagine e per proteggere la cellula sensibile.
Il sistema è stato sviluppato dall'Organizzazione Elettro-ottica della GTE Sylvania.
Per informazioni commerciali, scrivere a:
R.H. Berchtold - General Telephone & Electronics Int'l S.A.
21 Rue du Rhône - 1204 Ginevra - Svizzera.

■

Il sindaco di Mount Vernon, il sig. August Petrosillo, fotografato mentre prova l'attrezzatura di controllo.

Un calcolatore elettronico in ogni automobile

Ogni automobile dovrebbe essere provvista di un minuscolo calcolatore elettronico capace di risolvere tutti i principali problemi oggi allo studio per rendere gli autoveicoli più sicuri e confortevoli.
Questa è la conclusione a cui è giunta la relazione dell'ing. Marcello Corradetti della General Instrument Europe al 1° Convegno Internazionale dell'elettronica nell'Industria svoltosi il 28 settembre a Torino.
La richiesta che il mercato pone ai costruttori automobilistici si evolve infatti secondo tre direzioni fondamentali e parallele.
— controllo dell'inquinamento atmosferico;
— sicurezza e comfort dei viaggiatori;
— prestazioni sempre più brillanti.
Per quanto concerne l'inquinamento atmosferico, l'elettronica è in grado di ridurre al minimo i gas di scarico con dispositivi capaci di un controllo ottimale della carburazione. Nel campo della sicurezza e del comfort, può invece consentire:
— il controllo dello slittamento e dello sbandamento del veicolo;
— il controllo dello stato psico-fisico del guidatore;
— il controllo della pressione dei pneumatici;
— la regolazione automatica delle luci.
Nel settore delle prestazioni delle auto l'elettronica può essere applicata alle seguenti funzioni: controllo accensione; regolatori di tensione; controllo automatico di temperatura; accensione elettronica.
Sino a poco tempo fa il numero dei componenti elettronici ed il loro costo rappresentavano un ostacolo insormontabile alla realizzazione dei dispositivi necessari per ottenere quanto sopra descritto. Allo stato attuale della tecnica tutto ciò è invece possibile. Oggi si è infatti in grado di integrare in un solo componente elettronico le funzioni che prima richiedevano l'impiego di circa 10.000 transistori.
Un tale componente utilizza un'area di silicio dalle dimensioni di 4-5 mm per lato e può operare con la tensione di alimentazione della batteria dell'automobile.
Alcune delle applicazioni elettroniche sopra descritte, quale l'accensione, sono già state realizzate su alcuni tipi di auto; manca però ancora — secondo la relazione dell'ing. Corradetti — una visione unitaria dell'applicazione dell'elettronica nell'automobile.
Sino ad ora ci si è infatti limitati a studiare caso per caso la realizzazione di ciascuno dei dispositivi prima descritti, mentre molte funzioni richieste da ciascuna di tali applicazioni sono presenti in altre e quindi basterebbe unificare l'elaboratore per tutti i tipi di applicazione aventi in comune funzioni logiche. Si

SCHEMA DI ELABORATORE ELETTRONICO PER AUTOVEICOLI

Il sistema è in grado di risolvere i problemi connessi al controllo della carburazione, al comfort del guidatore ed al miglioramento delle prestazioni della vettura.

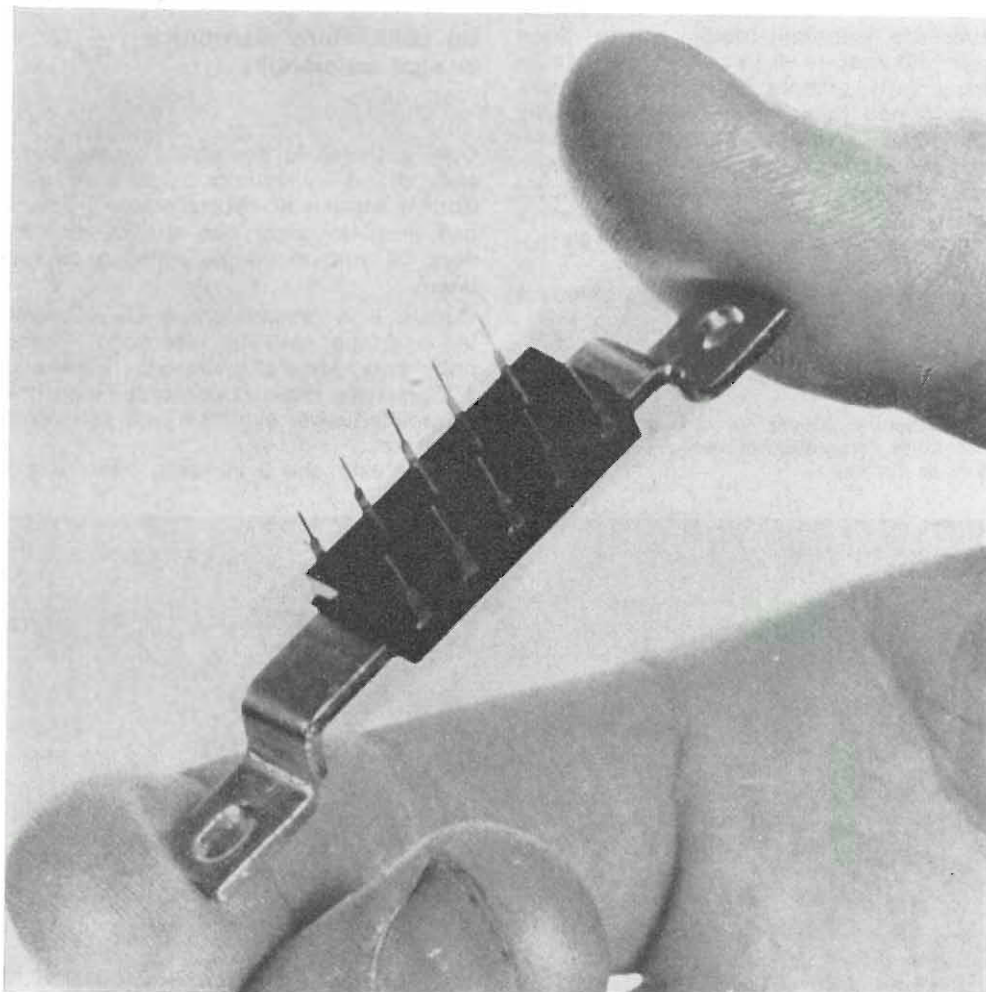
---

tratterebbe cioè di applicare su ogni automobile un piccolo calcolatore elettronico in grado di elaborare le informazioni di tutti gli altri strumenti preposti al controllo delle varie parti dell'auto per visualizzarle sul cruscotto o per mettere in azione i congegni automatici dove questi siano previsti.

Un simile sistema di elaborazione elettronica è già stato studiato in linea di massima preso i laboratori MOS della General Instrument Europe a Giugliano (Napoli) e sarebbe facilmente realizzabile con la collaborazione dell'industria automobilistica.
Per quanto infine concerne il futuro, non c'è dubbio che il numero delle applicazioni dell'elettronica nell'automobile crescerà col tempo al di là della nostra presente immaginazione. Si può prevedere che un giorno, forse non troppo lontano, ogni automobile sarà dotata di un calcolatore che, essendo in comunicazione con unità centrali di calcolo dislocate in vari punti delle città e delle grandi vie di comunicazione, possa istruire la guida, regolare la velocità, snellire il flusso del traffico, se non, addirittura, sostituirsi completamente al guidatore.

■

Amplificatore audio a circuiti integrati

L'ultimo amplificatore audio a circuiti integrati della Plessey Semiconductors. L'SL 403 D è dotato di protezione integrale contro i cortocircuiti permanenti a massa in C.C.e in C.A. ai terminali d'ingresso e di uscita.

Nuovo Volt-ohmmetro-milliamperometro a FET mod. 314 - Simpson

Se esercitate il servizio tecnico, o siete progettisti, o siete addetti alla produzione,... se lavorate con i circuiti odierni, sapete che i requisiti del vostro strumento di prova sono aumentati. Ora c'è il VOM (Volt-Ohm-Ma), che può soddisfare le vostre necessità. Ha impedenze d'entrata 10 e 100 MΩ, per cui non carica i circuiti a semiconduttori. Le portate ohmiche di bassa potenza vi permettono di fare letture precise senza attivare o danneggiare i circuiti integrati.

Sono disponibili in totale 58 portate in tensioni e correnti continue e alternate e portate ohmiche convenzionali.

Una scala a specchio antiparallasse di 18 cm consente letture eccezionalmente chiare. La precisione e la ripetibilità delle misure sono assicurate dal moto rigido dell'equipaggio mobile Simpson, che non permette che si sviluppi attrito causa di errore. Il mod. 314 è completamente portatile, alimentato a pile per eliminare le limitazioni dovute al cavo di alimentazione.

Caratteristiche

— Portate di tensione continua: da 50 mV a 1000 V;

— Portate di tensione alternata: da 10 mV a 1000 V;
resistenza d'entrata 10 MΩ (con sonda moltiplicatrice x 10: 100 MΩ);
capacità d'ingresso in deviazione 120 pF (con sonda x 10: 20 pF);
precisione ± 2% a fondo scala (c.c.); ± 3% f.s. (c.a.);
taratura in c.a. in valore efficace (con l'ingresso avente in deviazione 45 pF al connettore B e C)

— Portate di corrente continua: da 10 μA a 1 A;

— Portate di corrente alternata: da 10 μA a 1 A
Resistenza di entrata 10 KΩ sulla portata 10 μA;
Caduta di tensione: 100 mV (125 mV sulla portata 1 A);
Frequenza da 30 Hz a 100 KHz (avente 45 pF in parallelo al connettore B e C);

— Portate di resistenza: R x 1; R x 10; R x 100; R x 1 k; R x 10 k; R x 100 k; R x 1 M;
Indicazione a centro scala 10 Ω su R x 1;
Indicazione massima 1 kΩ su R x 1;
Precisione ± 3%;
Massima corrente di prova su bassa potenza 5 mA su R x 1;
Massima corrente di prova su potenza convenzionale 165 mA su R x 1;

— Portata di decibel
da — 60 dB a + 62 dB in 11 portate; livello di riferimento 0 dB = 1 mV su 600 Ω.

— Alimentazione: Una pila « D » 1,5 V (vita media 1000 ore su ohm a bassa potenza);
Due pile « AA » 1,5 V (vita media 1000 ore);
Una pila 9 V (tipo Burgess PM-60 equivalente) (vita media 700 ore)

— Peso kg 2,25;

— Dimensioni 19,6 x 17,2 x 11,7 cm;

— Caratteristiche della sonda
Sonda a 2 portate fornita con lo strumento
portata x 1: letture normali di tensione in tutte le funzioni e su tutte le portate (resistenza d'entrata 10 MΩ con 120 pF in parallelo);
portata x 10: moltiplica le portate di tensione x 10 (resistenza d'entrata 100 MΩ con 20 pF in parallelo);

— Sonda RF (accessorio a richiesta), 10 KHz ÷ 250 MHz, ± 1 dB.

Prezzo 195 $, per il mod. 314 completo di sonda x 1 e x 10 (c.a.; c.c.; ohm); pile e manuale d'istruzione.
(Agente Generale: Vianello - Via Crivelli 12, Milano).

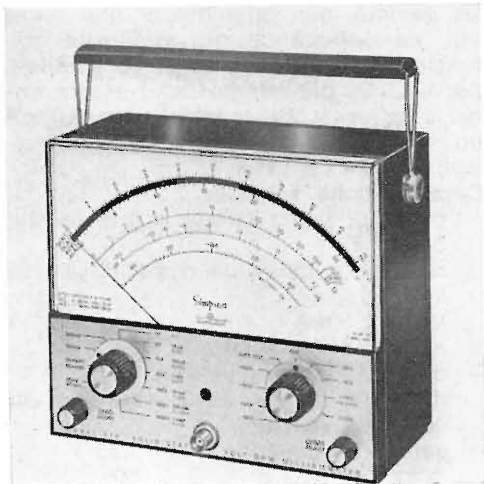
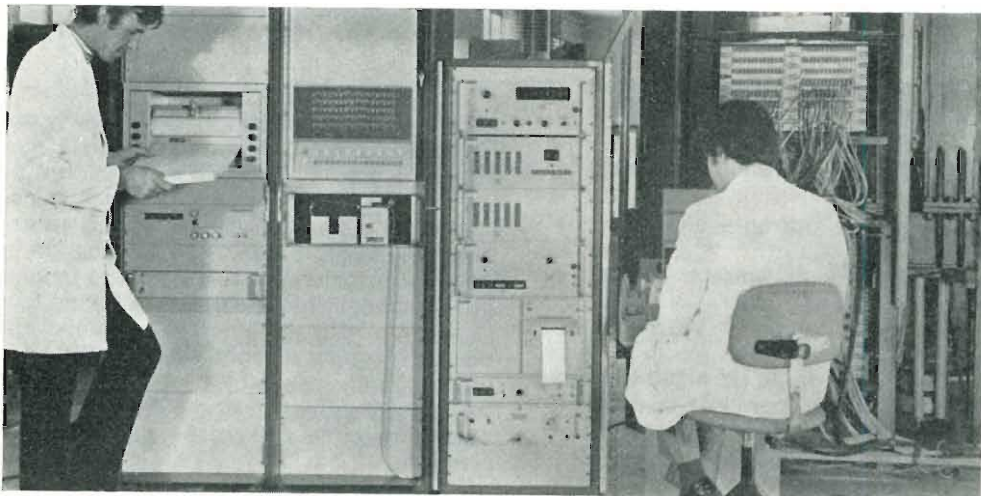
Il computer tra i modelli

Nel calcolo di strutture complesse quali possono essere dighe e grattacieli, non sempre tutti i problemi si possono risolvere sul tavolo di uno studio tecnico. In effetti il ripetersi dei tentativi attraverso i quali ogni progettista va cercando la miglior soluzione è guidato assai meglio dalla successione delle prove su modelli che non dall'affinamento graduale dei calcoli i quali, in ogni caso, hanno senso soltanto se riportati continuamente alla osservazione sperimentale del fenomeno naturale che essi debbono interpretare.

E' infatti in fase di sperimentazione, sia sulle costruzioni già eseguite che sui modelli, si ha modo di constatare che c'è molta differenza tra quelle che erano state le previsioni teoriche e quella che è invece la realtà.

Lo studio dei modelli non è dunque fine a se stesso, ma è indispensabile per il perfezionamento del progetto, la riduzione del costo della costruzione e la verifica, nel contempo, dai reali margini di sicurezza.

Con la precisa funzione di perfezionare lo studio delle grandi strutture mediante l'uso del metodo dei modelli e l'applicazione delle ricerche sperimentali, è stato costituito 20 anni fa l'Istituto Sperimentale Modelli e Strutture (ISMES) a Bergamo.

Le apparecchiature di cui l'ISMES è fornito permettono di riprodurre su scala ridotta ciò che avviene nella realtà: attraverso speciali dispositivi vengono poi rilevati tutti i dati utili necessari allo studio delle costruzioni quando queste vengono sottoposte a vari regimi di sollecitazione. La moie di dati che possono essere rilevati è enorme: per questa ragione e in seguito ai successi conseguiti e all'interesse dimostrato dalle società costruttrici, l'ISMES ha deciso di rendere automatico il sistema di acquisizione, elaborazione e calcolo dei dati forniti dai flessimetri, dagli estensimetri o dalle altre apparecchiature normalmente usate durante le prove. Per realizzare questo programma, è stato installato un sistema automatico Hewlett-Packard, per l'acquisizione dei dati che comprende come elemento intelligente un computer

Un'interessante applicazione del computer nell'ambito delle attività della ISMES è data da questo modello di vessel di reattore nucleare sul quale sono state eseguite delle prove di funzionalità. Le informazioni ottenute dalla strumentazione applicata al reattore vengono inviate all'unità di acquisizione ed elaborazione dati Hewlett-Packard 2116 B che permette di ottenere, in tempo reale, i risultati completi.

HP 2116 B con memoria di 16.000 parole.
Con l'introduzione del computer l'ISMES è riuscito a ridurre drasticamente i tempi necessari per la acquisizione, la elaborazione ed il calcolo dei dati, che negli anni passati incidevano in modo eccessivo sul tempo totale necessario per le prove.

■

La ITT introduce la serie tiristori BRX 44... BRX 47

I tiristori planari al silicio ITT serie BRX 44... BRX 47 sono dispositivi per bassa potenza in involucro TO-92.
Questi sono nuovi tiristori d'impiego generale per circuiti di controllo e regolazione.

Caratteristiche principali:

- corrente nominale — 300 mA
- resistenza termica tra giunzione e ambiente — 200 °C/W
- tensione di picco (positivo e negativo) — 30...200 V

Dispositivo MOS SAH 215 come selettore nei telefoni a pulsante

Al Salone di Parigi la ITT Semiconduttori ha introdotto un nuovo circuito monolitico in tecnica MOS. Può essere impiegato nella produzione di apparecchi telefonici a pulsante, adatti per la connessione diretta alla rete delle PTT.
Con l'SAH 215 vengono usati transistori discreti più due relé per produrre impulsi ai selettori ed il disegno del circuito è sistemato in modo che gli impulsi bypassino il dispositivo di ascolto, a corto circuito durante la selezione a pulsante.
Questo nuovo circuito a pulsante per telefonia necessita di un generatore d'impulsi bifase. Il suo consumo di corrente è molto basso (4 mV) e può quindi essere alimentato direttamente dalla linea telefonica pubblica.

Caratteristiche principali:

- relé isolato dal circuito durante gli impulsi di selezione;
- flessibilità di codificazione tramite una memoria programmata;
- possibilità di immagazzinare la codificazione di memoria per consentire molte chiamate;
- scelta tra due differenti fattori d'impulso;
- scelta tra due tempi d'intervallo dell'impulso del selettore.

L'SAH 215 MOS è contenuto in un involucro TO-73 (un TO-5 con dodici connessioni).

Un nuovo c.i. per l'industria degli orologi

Progettato espressamente per l'industria degli orologi, lo SAJ 220 è stato realizzato in misure ridotte e con punti di connessione raggruppati.
Il dispositivo è disponibile in diverse versioni, adatte sia ai piccoli orologi da polso, sia ai grandi orologi da parete. Il primo orologio a quarzo prodotto in grandi quantitativi, il Chrometron CQ-2000 della Staiger (Germania) è dotato dell'SAJ 220.
Il disegno elettronico dell'SAJ 220 è basato su un circuito monolitico d'integrazione su larga scala. Esso include un oscillatore completo per un cristallo di 32 KHz, un divisore di frequenza (14, 15 o 16 stadi), uno stadio d'impulso e uno stadio di uscita. Tutto questo provvede a comandare il motore di uscita ed a stabilizzare l'alimentazione al circuito integrato stesso.
Lo stadio d'uscita dell'SAJ 220 può essere diretto o in versione push-pull. L'impulso d'uscita può essere scelto da 9,16 a 32 ms. Il consumo di corrente è contenuta al valore bassissimo di 10 μA. Il voltaggio d'alimentazione può variare da 1 a 2 V.

■

La ITT annuncia i nuovi diodi zener ZPD 2,7... ZPD 33

La nuova serie ZPD di diodi zener della ITT sono contenuti in involucri di vetro DO-35 e vengono impiegati per la stabilizzazione di tensione in applicazioni con media e bassa corrente.
La gamma, con aggiunta di otto nuovi tipi, ne comprende ora ventisette con tensioni nominali da 2,7 a 33 V. Diodi per tensioni più alte possono essere forniti a richiesta. Le tensioni nominali sono stabilite secondo la norma internazionale E 24 (± 5%).

Caratteristiche speciali:

- curva di taglio stretta e grande stabilità;
- resistenza dinamica r_z fissata a due livelli:
  a I_z = 5 mA
  a I_z = 1 mA
- correnti inverse piccolissime:
  I_R 100 nA a U_R = 0,75 della tensione nominale di zener;
- gamma di tensione = 2,7...33 V;
- forza dissipata a 25 °C = 500 mV.

Tre nuovi circuiti integrati della ITT per ricevitori TV tipo: TBA 940 - TBA 950 - TBA 120S

La ITT Semiconduttori ha introdotto recentemente i generatori d'impulso TBA 940 e TBA 950.
Questi sono circuiti integrati monolitici messi a punto per fare da divisori d'impulso e sincronizzatori di linea in ricevitori TV dotati di deflessione orizzontale a thyristor (TBA 940) o di deflessione orizzontale a transistor (TBA 950).
Ciascuno di questi complessi circuiti incorpora le seguenti funzioni integrate: soppressione di disturbi, separatore di sincronismi, comparatore di fase, regolatore di fase, oscillatore di riga, sincronizzatore, stabilizzatore di tensione e ampiezza d'uscita, correzione di errori nella larghezza di banda.
Il circuito TBA 120 S ha due funzioni: un amplificatore integrato f.m.-i.f. e un demodulatore per gli stadi suono i.f. nei televisori nonché per quelli f.m. e i.f. nei ricevitori radio. Questo dispositivo incorpora un amplificatore simmetrico a banda larga e uno stadio per la demodulazione f.m.

Caratteristiche tecniche:

- guadagno di tensione i.f. di 70 dB, reiezione a.m. 65 dB;
- tensione d'alimentazione può essere da 5 a 15 V;
- grande riduzione del numero di componenti sussidiari.

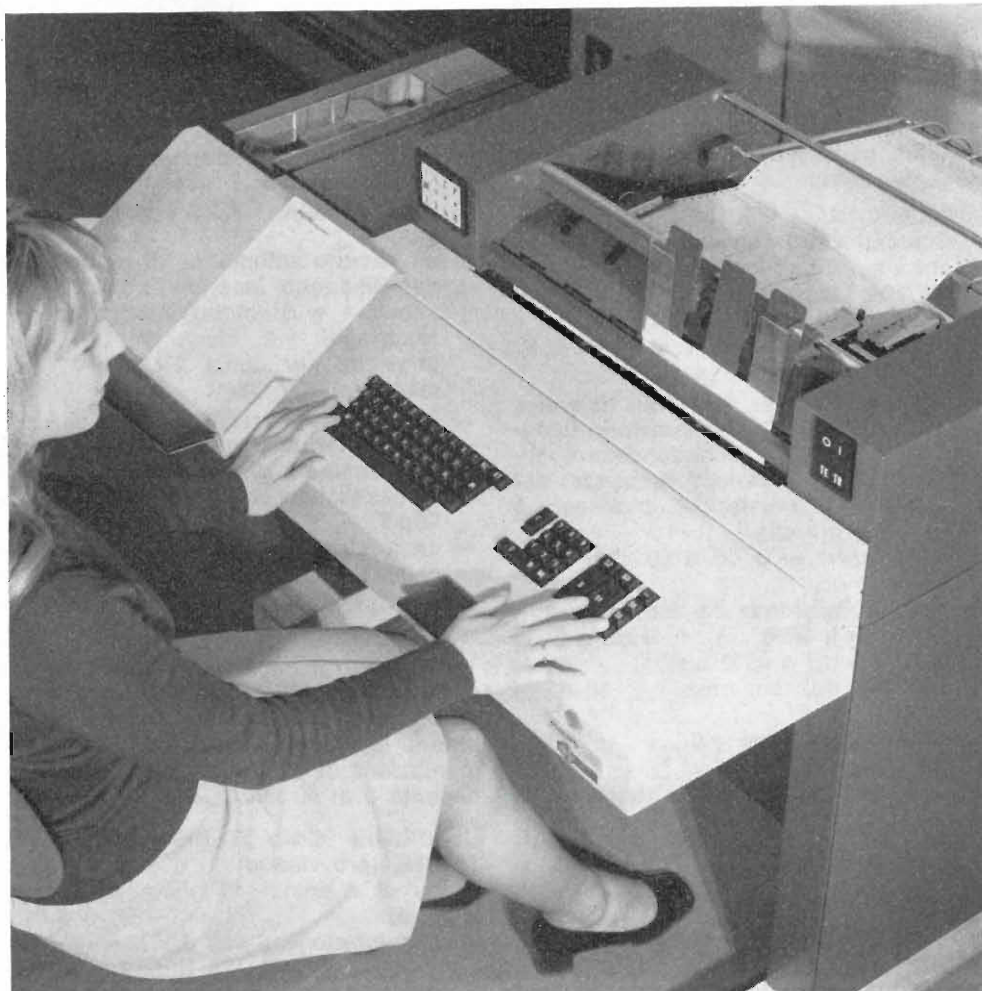
■

La ITT annuncia la seconda generazione di intensificatori d'immagine

L'ITT Components Group Europe ha presentato con il tubo F 4747 la seconda generazione di tubi intensificatori d'immagine.
Il tubo F 4747 è il risultato di una serie di miglioramenti apportati ai tubi precedenti con l'impiego dell'amplificatore micro-canale e della focalizzazione di prossimità in modo di ridurre peso e dimensioni ed assicurare prestazioni elettroottiche eccezionali.
L'F 4747 trova applicazione nelle telecamere e macchine fotografiche per riprese notturne, in sistemi di sorveglianza e di difesa militare (per il registro a grande velocità di forme d'onda ed anche con la rappresentazione grafica di immagini a raggi X).
Questo tubo ha un catodo di 18 mm con una risposta spettrale S 25. L'intensità di ingresso è di 2,7 V per garantire un guadagno luminoso tra 5000 e 35000 e una risoluzione da 25 a 28 linee per paio.
Il tempo di ricovero dopo un'esposizione ad una sorgente di luce viva è virtualmente istantaneo.
Un invertitore a fibra ottica può essere raccomandato per consentire un aspetto corretto dell'immagine con dispositivi a un piano.
Altri tubi della stessa serie saranno disponibili con catodi del diametro di 23, 25, 46, 75 mm senza aumentare la lunghezza.

Nove elaboratori da ufficio per i magazzini della Shell

Per ridurre da quattro-cinque giorni a uno-due il tempo intercorrente fra consegna e ricevuta della fattura, la Shell ha deciso di adottare un modernissimo sistema di raccolta e trasmissione dati che permetterà di preparare le fatture in

La famiglia di elaboratori per ufficio Philips P 350 è composta da tre differenti tipi: P 351, P 352, P 353. Le caratteristiche peculiari di questi elaboratori sono: tecnologia costruttiva avanzata, costruzione modulare e compatibilità tra i diversi modelli, programmazione interna, facilità di programmazione e di funzionamento, alto affidamento, rapporto prezzo/prestazioni ottimale.

loco, al deposito che effettua la consegna. Le fatture saranno poi trasmesse ed elaborate al Centro Calcolo della Shell Benelux, a L'Aia.
In vista di questo programma, la Società ha passato alla Philips un ordine del valore di oltre 500.000 fiorini olandesi per la fornitura di nove elaboratori da ufficio del tipo P 352-T, più alcune unità di controllo di linea e cassette a nastro magnetico. La consegna avverrà entro il 1972.

■

Mixer Professionale AMI

Al fine di colmare una lacuna, lamentata dai tecnici del suono, la Stellavox ha realizzato, secondo tecniche molto avanzate, un Mixer autonomo eccezionale:
— di concezione identica al registratore professionale Stellavox Sp 7. Il Mixer AMI è quindi molto solido, piccolo, leggero, elegante, autonomo ed offre:

CINQUE CANALI IDENTICI, ognuno con le seguenti caratteristiche:
— entrata simmetrica: da 0,1 mV a 20 mV/200 Ohm; commutabile a — 20 dB: 1 mV a 200 mV/200 Ohm;
— entrata linea asimmetrica: fino a 8 V/10 kOhm;
— commutatore per microfoni dinamici, a condensatore, alimentazione fantasma a 12 V o a condensatore, alimentazione su cavi BF (in questo caso i livelli ammissibili diventano 3 volte più grandi);
— filtro bassi: — 3 dB a 60 c/s, — 20 dB a 20 c/s;
— filtro di presenza (a banda larga): (+ 3 dB a 3800 c/s; + 8 dB a 5000 c/s; + 3 dB a 6500 c/s);
— controllo dei toni bassi: ± 18 dB a 40 c/s;
— controllo dei toni alti: ± 18 dB a 10000 c/s;
— potenziometro lineare graduato da + 15 dB a — 60 dB;
— Pan-Pot che permette l'inserimento graduale di un segnale su uno o sull'altro dei

DUE POTENZIOMETRI GENERALI « SINISTRA » (Left) « DESTRA » (Right) che permettono l'impiego dell'apparecchio come mono o stereo con diverse sorgenti sonore. E' corredato inoltre di:

— un modulometro doppio di precisione, illuminabile;
— un generatore 1000 c/s inserito sui 2 canali;
— un circuito automatico di regolazione del guadagno, inseribile a volontà sui canali 4 e 5 (molto importante per reportage);
— un'uscita per cuffia 2 x 1,55 V (3 V massimo)/200 Ohm;
— una presa « Extension » che permette di inserire in parallelo un numero indeterminato di Mixer;
— un'uscita per connettere il Mixer all'Sp 7;
— un trasformatore di linea SOO (a richiesta) con 2 uscite da 4,4 V/600 Ohm; 1,5 V/200 Ohm, con riserva di 6 dB.

Tutta l'elettronica attiva è realizzata in moduli estraibili, l'alimentazione è identica a quella dell'Sp 7 e permette di utilizzare lo stesso accessorio APS d'alimentazione da rete e di ricarica. L'assorbimento è di 50 mA.

ULTERIORI CARATTERISTICHE ELETTRICHE (provvisorie):
Curva di risposta: 40 c/s a 20.000 c/s ± 1 dB.
Intermodulazione: circa 0,1%.
Equipaggio: 7 SPA - 5 SEM - 1 SGC - 1 SWR.
Dimensioni: 8 x 21,5 x 27 cm.
Peso: circa 3 kg.
Rumore di fondo delle entrate microfoniche: — 124 dBm su 200 Ohm.
Exhibo Italiana s.r.l. - Via S. Andrea, 6 - 20052 Monza.

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

---

emme esse
Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY
Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

seleco
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA
COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

BOSCH Impianti centralizzati d'antenna Radio TV
EL. FAU s.r.l. 20125 MILANO
VIA PERRONE DI S. MARTINO, 14 - TELEF. 60.02.97

FRINI ANTENNE
Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti
FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

PRESTEL s.r.l.
antenne, amplificatori e materiali per impianti TV
20154 MILANO
Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA' REGISTRATORI

COSTRUZIONI RADIOELETTRICHE
Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI, 1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Ortophonic
di SASSONE

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO

Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. 'mpianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia
Via Carnevali, 107
20158 Milano - Tel. 370.811
Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HIFI
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO

Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09

Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S.p.A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

TELEVISORI RADIO ELETTRODOMESTICI

IRT
IMPERIAL Radio e Televisori
Milano: Via G. B. Grassi, 98 - Tel: 35.70.941/4

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

DUMONT
Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Corvara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

ELECTRONICS
Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica
GROPELLO CAIROLI (Pavia)
Via G. B. Zanotti
Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.
60027 Osimo (Ancona) Tel. 72803
giradischi e complessi Hi-Fi - meccaniche per mangianastri - micromotori a c.c. e c.a.

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

RE.CO S.r.l. FABB. RESISTENZE
Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Weston - Biddle - Sangamo Electric - Tinsley - Evershed & Vignoles - Wayne Kerr - Felten & Guilleaume

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avolgim. radio elettrice

STRUMENTI DI MISURA

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18
Telefoni 531.554/5/6

UNA - OHM - START
Plasticopoli - Peschiera (Milano)
Tel. 9150424/425/426

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8
Telefono 542.051/2/3

20156 MILANO Via Pantelleria, 4
- SISTEMI AUTOMATICI DI COLLAUDO
- ELETTRONICA INDUSTRIALE
- ELETTRONICA DIDATTICA
- STRUMENTI DI MISURA

Telef. 391.267 391.268

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

BOLLANI
MONZA S. ROCCO
Via Solone 18 - Tel. 039/84871

PRESTEL s.r.l.
misuratori di intensità di campo
20154 MILANO
Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

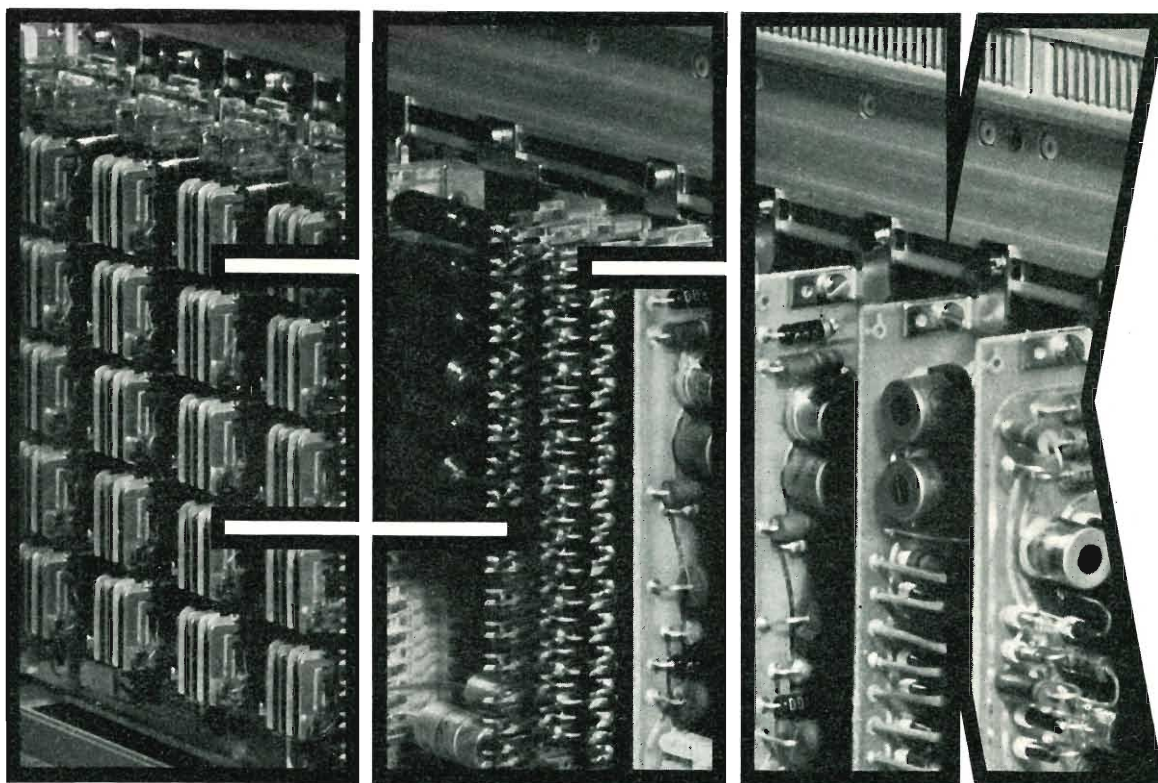
Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Monte Generoso 6 A - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

SEB - Milano
Via Savona, 97
Telefono 470 054

EST
ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI
Via Vittorio Veneto
35109 TOMBOLO (Padova)
Costruz. Elettroniche Profess.

TES - Milano
Via Moscova, 40-7
Telefono 667.326

CENTRALINI ESK CROSSPOINT

I centralini telefonici ESK crosspoint sono solidi, di lunga durata e non hanno praticamente bisogno di manutenzione: i loro componenti ed i relè rapidi ESK lo garantiscono. I centralini telefonici ESK crosspoint offrono una vasta gamma di servizi d'avanguardia, compresi il conteggio delle comunicazioni interurbane, la selezione a tasti e la trasmissione dati. I centralini telefonici ESK crosspoint sono compatti, secondo l'attuale tecnica ad elementi modulari a innesto. I centralini telefonici ESK crosspoint sono così silenziosi da poter essere installati in qualsiasi ufficio. I centralini telefonici ESK crosspoint offrono un altissimo grado di affidabilità sia nei piccoli che nei grandi impianti. **I centralini ESK crosspoint.**

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.
20149 Milano - piazzale Zavattari, 12 - telefono 4388

Archivio schemi

TV mod. chassis 63-95-24"

Schema elettrico del ricevitore di TV prandoni mod. chassis 63 - 95 - 24''